radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Stereo-Bandgerät für den Amateur

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
AUGUST 1961
15

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

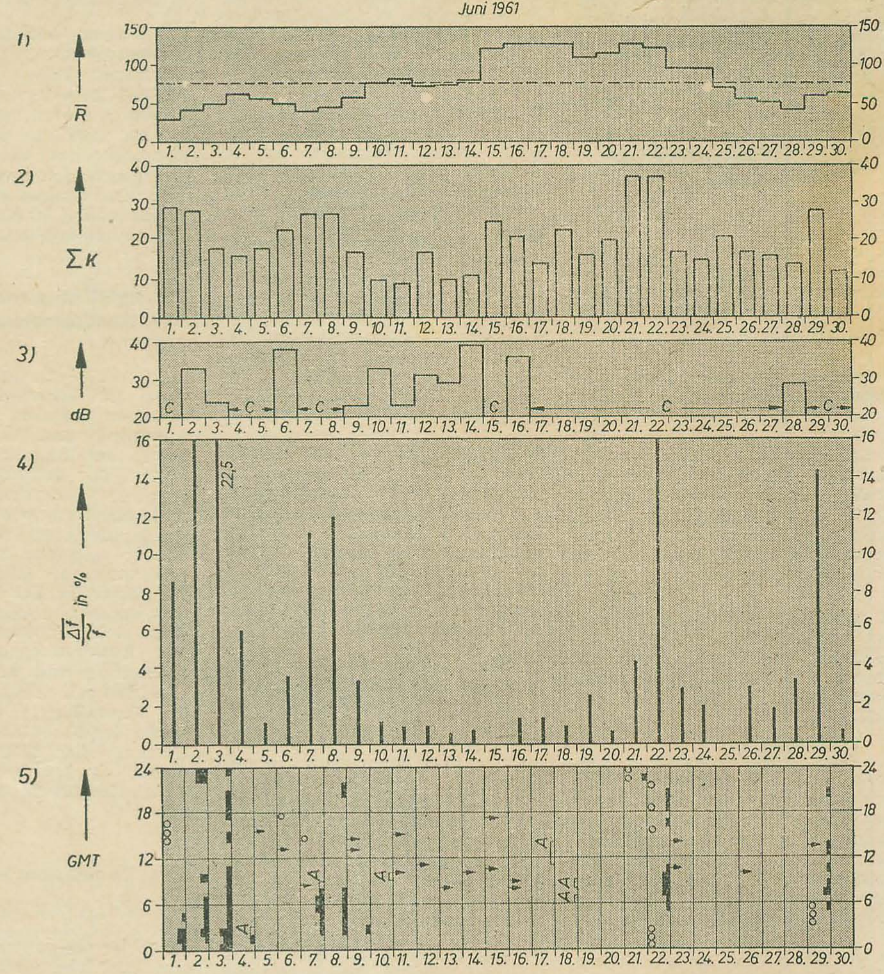


Titelbild:

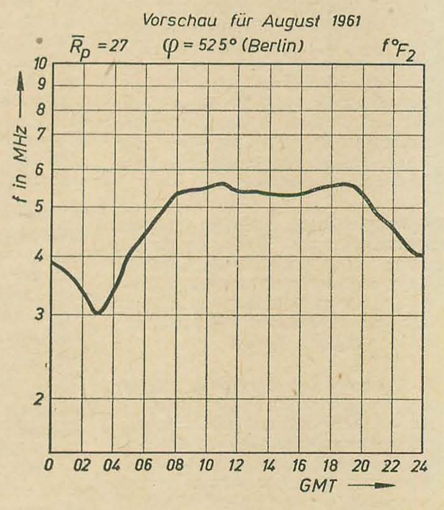
„Verliebt in die Musik" — könnte man beim Anblick der netten jungen Dame sagen, und aus dem großen Angebot vom VEB Deutsche Schallplatte wird sie bestimmt ihre Lieblingsmelodien herausfinden.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Juni 1961 und Vorschau für Aug. 1961

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
C = Gerätestörung, A = Abdeckung durch E_s-Schicht
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rugen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18…29 %
= 30…39 %
= 40…49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60γ bezogen auf eine Stunde
□ Streuecho   □ (A) Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Rundfunkübertragungsverfahren für Stereofonie ●

4-W-Transistor-Stereoverstärker in gedruckter Schaltung ●

Automatischer Plattenspieler „Ziphona A 30" ●

Bauanleitung für ein Tonbandabhörgerät ●

Breitbandverstärker mit Triodenkopplung ●



▼ **Der millionste TV-Empfänger** aus der Produktion des VEB Rafena-Werke, ein Standgerät vom Typ „Start 101", wurde am 18. 7. 1961 fertiggestellt.

▼ **Auf der Britischen Funk- und Fernsehausstellung** im August im Londoner Earls Court soll zum erstenmal Farbfernsehen allgemein öffentlich gezeigt werden. Die BBC plant, an jedem Ausstellungstag Fernsehsendungen in Farbe zu übertragen. Sie sollen nicht nur die täglichen Versuchsprogramme umfassen, sondern auch Lifesendungen.

▼ **Japanische TV-Empfänger** werden von der Rumänischen Volksrepublik importiert. Damit hat Japan zum erstenmal Fernsehgeräte in ein sozialistisches Land geliefert.

▼ **Eine Verstärkung** der wissenschaftlich-technischen Forschungsarbeiten auf dem Gebiet des Rundfunks und Fernsehens kündigte auf der Allunionskonferenz der Wissenschaftler in Moskau der Präsident der Akademie der Wissenschaften, Akademiemitglied M. W. Keldysch, an.

▼ **In Kuba** sind Rundfunkempfänger vom Typ „Ilmenau" des VEB Stern-Radio Sonneberg sehr begehrt. Die Leitung der verstaatlichten früheren Werkstätten des USA-Konzerns „General electric" erklärte, daß die Reparaturanfälligkeit bei den DDR-Geräten niedriger sei als bei den von ihnen früher verkauften amerikanischen Empfängern.

▼ **Sowjetischen Wissenschaftlern** gelang es, mit Hilfe elektronischer Übersetzungsmaschinen die Maya-Handschrift zu entziffern. An diesem Problem arbeiteten seit über 100 Jahren Wissenschaftler der ganzen Welt.

▼ **Hochwertige Meßgeräte** zeigte das Zentralinstitut für Kernphysik Rossendorf bei Dresden auf einer internationalen meßtechnischen und Instrumentenschau in Budapest. Die Ausstellung wurde anläßlich der internationalen Konferenz für Meßtechnik und Gerätebau durchgeführt. Unter den Geräten aus Rossendorf befanden sich u. a. ein Impulsoszillograf, der im Gesamtbereich der Elektronik verwendbar ist, ein Impulsgenerator sowie ein 50-Kanal-Amplituden-Analysator mit elektromechanischer Registriervorrichtung.

▼ **Die DDR** wird eine komplette Funkanlage, die Ausrüstung für die Kommandobrücke und die gesamte Telefonanlage für das kubanische 4000-Tonnen-Schiff „Matanzas", das während der Revolutionskämpfe ausgebrannt war, liefern.

▼ **Einen 330 m hohen Sendeturm** für das Bagdader Fernsehzentrum haben Moskauer Ingenieure entworfen. Er soll aus Stahlkonstruktionen mit einem Gesamtgewicht von etwa 2200 Tonnen errichtet werden. In einer Höhe von 97 und 237 m werden sich zwei Restaurants befinden.

▼ **In Leningrad** wurde der erste Bauabschnitt eines neuen Fernsehzentrums vollendet. Er ist für die Übertragung von zwei Schwarz-Weiß- und einem Farbfernsehprogramm bestimmt.

▼ **Die transistorisierte Compact-Fernsehkamera** EL 8000 von Philips ist mit 26 Transistoren, 10 Dioden und 1 Trockengleichrichter bestückt. Als Aufnahmeröhre wird ein normales Vidikon verwendet, während als optisches System ein handelsübliches 16-mm-Kino- oder Fernsehobjektiv benutzt wird.

▼ **Im Rahmen der Automatisierung** wurden im VEB Werk für Fernsehelektronik Prüfautomaten für Empfängerröhren entwickelt und gebaut. Hierdurch können je nach Röhrentyp in einer Schicht je Automat bis zu 13 Arbeitskräfte eingespart werden. Die Automaten prüfen in einer Schicht etwa 16 000 Röhren.

▼ **Eine Rakete vom Typ „Thor-Able-Star" mit drei Satelliten** starteten die USA am 29. 6. 1961. Der schwerste der drei Satelliten (79,4 kg) mit dem Namen „Transit 4" enthält eine kleine „Atomhilfsbatterie" mit einem von Plutonium 238 gespeisten Generator. Der Atomreaktor kann nur einen Teil des benötigten Stroms für die Instrumente liefern. Der übrige Strom wird von Batterien herkömmlicher Art und von Sonnenzellen erzeugt.

▼ **Bei Sonneneruptionen** sollen laut Dr. Herbert Friedman, dem amerikanischen Raketenspezialisten, Röntgenstrahlen von 80 000 V Energie herausgeschleudert werden, die Löcher in die Ionosphäre reißen und es dadurch den Funksignalen ermöglichen, in den Weltraum zu entweichen, woraus sich die Funkstörungen bei Sonneneruptionen erklären.

▼ **Ein Mikrowellenherd** einer westdeutschen Firma läßt abweichend von der herkömmlichen Art der Erwärmung die Speisen von innen her im elektrischen Feld erwärmen. Dadurch werden äußerst kurze Garzeiten erreicht und die Vitamine und Geschmackstoffe weitgehend erhalten.

▼ **Eine Widerstandsmasse für Kleinstbauelemente** hat eine Schweizer Firma auf den Markt gebracht. Die Masse besteht hauptsächlich aus Glasfritte und Metallpulver, hat gut reproduzierbare elektrische Eigenschaften, ist unempfindlich gegen Feuchtigkeits- und Temperaturschwankungen und läßt sich durch einfaches Eintauchen oder Bestreichen mit Schablonen auf Keramikkörper auftragen.

▼ **Erfolgversprechende Versuche** zur „Verjüngung" von Fernsehbildröhren sind im Laboratorium für Elektro-Vakuumtechnik des chemisch-technologischen Instituts in Iwanowo (UdSSR) vorgenommen worden.

▼ **Glasgekapselte Transistoren in Mikrominiaturausführung** stellt eine amerikanische Firma her. Die Transistoren arbeiten bei 45 V Spannung mit Strömen zwischen 50 μA und 20 mA. Die Verlustleistung ist 200 mW bei 25 °C Umgebungstemperatur.

▼ **Ein neues amerikanisches Magnetbandgerät** zeichnet sich durch besonders kleine Abmessungen (50×100×125 mm) aus und wiegt nur 870 p. Es hat einen Frequenzbereich von 100···5000 Hz; seine Aufnahmedauer beträgt bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s max. eine Stunde. Der Leistungsbedarf von 3/4 W soll aus Quecksilberzellen entnommen werden.

Die XVIII. Ordentliche Tagung der Generalversammlung der OIRT

fand vom 5.—13. Juli in Budapest statt. Im Mittelpunkt der Beratungen standen Kontakte zu Rundfunk- und Fernsehorganisationen der Länder Afrikas und Asiens, der Erfahrungsaustausch über die Sendevorhaben der verschiedenen nationalen Organisationen, die Aufnahme neuer Mitglieder und der Austausch der Programme für die nächste Zeit. Die Vertreter der 21 Rundfunk- und Fernsehorganisationen sprachen sich für eine Erweiterung der Zusammenarbeit zwischen Intervision und Eurovision aus. Die DDR erhielt Sitz und Stimme im Verwaltungsrat. Der Vorsitzende des Staatlichen Rundfunkkomitees der DDR, Prof. Hermann Ley, wurde zum Generalbevollmächtigten der OIRT ernannt.

Über chinesische Halbleiter

berichteten wir kurz im Heft 8 (1961) S. 250. Heute können wir nun dank der freundlichen Unterstützung der Botschaft der DDR in der VR China eine Aufstellung der z. Z. in der VR China produzierten Transistoren und Germaniumdioden veröffentlichen. Alle Typen werden in sowjetischer Lizenz gefertigt.

pnp-Transistoren
П6А, П6Б, П6В, П6Г, П6Д, П2А, П2Б

Germaniumdioden
Д1А, Д1Б, Д1В, Д1Г, Д1Д, Д1Е, Д1Ж

Golddrahtdioden
Д9А, Д9Е, Д9В, Д9Г, Д9Д, Д9Е, Д9Ж

Germaniumgleichrichter
ДГЦ 21, ДГЦ 22, ДГЦ 23, ДГЦ 24, ДГЦ 25, ДГЦ 26, ДГЦ 27

Sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Metallschichtwiderstände" gegründet

Das Zentralinstitut für Kernphysik, Rossendorf, das Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik "Carl von Ossietzky", Teltow, das Forschungsinstitut Manfred von Ardenne, Dresden, und zehn weitere bedeutende Betriebe und Institutionen der Deutschen Demokratischen Republik haben eine Sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Metallschichtwiderstände" gebildet. Ziel dieser Sozialistischen Arbeitsgemeinschaft ist es, die Herstellung von Metallschichtwiderständen bis zum Anlaufen der Großproduktion schnell vorzubereiten. Die Herstellung dieser Bauelemente ist für die DDR ein volkswirtschaftlich außerordentlich wichtiges Vorhaben. Metallschichtwiderstände sind den herkömmlichen Widerständen qualitativ überlegen und stellen heute Spitzenerzeugnisse im Weltmaßstab dar. Sie besitzen eine hohe Stabilität und sind in ihren elektrischen Eigenschaften nur sehr wenig temperaturabhängig. Durch die Produktion der Metallschichtwiderstände nach einem entwickelten modernen Verfahren wäre es möglich, erhebliche Einsparungen an Devisen sowie an Material und Raumbedarf in den Geräten zu erzielen. Der Bedarf an Metallschichtwiderständen steigt ständig. Auch hochohmige Präzisionsdrahtwiderstände, für die Feindraht aus dem kapitalistischen Wirtschaftsgebiet importiert werden muß, lassen sich in den meisten Fällen durch Metallschichtwiderstände ersetzen. Die Sozialistische Arbeitsgemeinschaft hat sich das Ziel gesetzt, im nächsten Jahr größere Stückzahlen in Versuchsproduktion gehen zu lassen und ab 1963 die Großproduktion zu ermöglichen.

Der Anteil der Rüstungswirtschaft an der amerikanischen elektronischen Industrie

Wir entnehmen der bekannten westdeutschen Fachzeitschrift „Funkschau" 9 (1961) S. 213:

„Es mögen einige Bemerkungen zum Wachstum der elektronischen Industrie gestattet sein und zu der Beobachtung, daß der Schwerpunkt sich langsam von der Unterhaltungselektronik zur kommerziellen und — vielfach — hin zur militärischen Elektronik verschiebt. In manchen Ländern (wir nennen die USA und England, mit Abstand Schweden, Japan und das Bundesgebiet) war das Fernsehen jahrelang produktionsmäßig der Träger der elektronischen Expansion; nunmehr aber stagnieren dort Rundfunk und Fernsehen oder beginnen zurückzugehen, während das weite Feld der übrigen Anwendung größer und breiter wird. . . . .In welchem Umfange die Militärs den elektronischen Sektor in den USA beherrschen, bezeugen folgende Zahlen aus der Vorschätzung für 1961:

Unterhaltungs-Elektronik
(TV, Radio, Phono usw.)
2,2 Milliarden Dollar

Industrielle Elektronik
(Datenverarbeitung, Instrumente, Funkgeräte, Navigationsgeräte usw.)
2,2 Milliarden Dollar

Ersatzteile
(Röhren, Bauelemente, Halbleiter, Relais usw.)
1,1 Milliarden Dollar

Militärische Elektronik
(für Raketenentwicklung, See-, Luft- und Raumfahrt)
5,9 Milliarden Dollar"

Auch die amerikanische Fachzeitschrift „International Electronics" stellt in ihrer Ausgabe vom März 1961 auf S. 5 fest:

„Die Rüstungswirtschaft, das Rückgrat der amerikanischen elektronischen Industrie in den vergangenen 10 Jahren, nimmt nach wie vor den größten Teil ihrer Erzeugnisse auf. Heute geht etwa die Hälfte der Umsätze der Industrie auf diesen Markt."

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 1. AUGUSTHEFT **15** 1961

9. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar

Die diesjährige große Fachtagung der Elektrotechniker in Weimar, die neunte seit der Gründung der KAMMER DER TECHNIK, kann man als gelungene Synthese von traditioneller fachlicher Information und komplexer Behandlung bestimmter Schwerpunktaufgaben, wie sie auch im Beschluß der Konferenz der Elektroindustrie festgelegt sind, bezeichnen. In etwa 100 Informationsvorträgen, die in 17 Gruppen zusammengefaßt abliefen, berichteten Wissenschaftler und Ingenieure unserer Republik, aus den sozialistischen Ländern, aus Westdeutschland, Japan, England, Frankreich und Belgien über den gegenwärtigen Stand und die Entwicklungsrichtungen ihrer Fachgebiete. Dagegen war die Beratung der komplexen Aufgaben vorwiegend eine Angelegenheit der Wissenschaftler und Ingenieure der Deutschen Demokratischen Republik.

In sieben Sondertagungen wurden dabei folgende Themen behandelt: Werkstoffe der Elektrotechnik, Standardisierung von Bauelementen der Elektrotechnik, das 400-kV-Programm der DDR, elektrotechnologische Verfahren, kontaktlose Steuerungen, Elektrotechnik in der Landwirtschaft und elektrotechnische Konsumgüter. In den durch Fachvorträge eingeleiteten Beratungen wurde der Stand der Technik und die Perspektive dargelegt und daraus die bei der Entwicklung auftretenden Probleme sowie die Forderungen an andere Industriezweige abgeleitet. In ergänzenden Kurzvorträgen und in der Diskussion begründeten die Vertreter der zuliefernden Industrie und die Verbraucher ihre realen Möglichkeiten und speziellen Forderungen. Nach eingehender gemeinsamer Beratung faßten die Teilnehmer der Sondertagungen die auf den genannten Gebieten gegenwärtig wichtigsten Aufgaben und die Möglichkeiten zu ihrer Realisierung in Entschließungen zusammen, die vom Fachverband Elektrotechnik der KDT als Empfehlungen an die staatlichen Organe weitergeleitet werden.

Spezielle Informationsvorträge und Sondertagungen ergaben eine Einheit von Informationen über spezielle Ergebnisse der Forschung und komplexe Anwendung der auf Schwerpunkte ausgerichteten neuen Technik.

Im folgenden geben wir in Kurzform einen Überblick über die Fachvorträge, die speziell den Leserkreis unserer Zeitschrift interessieren dürften. Gleichzeitig verweisen wir darauf, daß die auf den Sondertagungen gehaltenen Vorträge im Wortlaut zusammen mit den Entschließungen in Broschüren zusammengefaßt und etwa ab IV. Quartal über den Druckschriftenvertrieb der KDT zu beziehen sein werden.

Eröffnet wurde die Weimartagung durch eine Sonderveranstaltung, auf der neben Prof. Dr. Y. Kodama, Tokio, der über seine Arbeiten auf dem Gebiete der Galvanotechnik berichtete, Prof. Dr. Manfred v. Ardenne und Dr.-Ing. Neidhardt über ihre neuesten Forschungsarbeiten referierten.

M. v. Ardenne, Dresden

Elektronen- oder Ionenstrahlung als Mikrowerkzeuge

Es wurden vier Arten von Mikro-Strahlungswerkzeugen und die ihnen zugeordneten Bereiche von Stromdichte bzw. Leistungsdichte besprochen: die Elektronensonde, die Ionensonde, das verkleinerte Elektronenbild und das verkleinerte Ionenbild. Mit diesen Werkzeugen kann auf sehr verschiedene Weise in Mikrodimensionen auf das Werkstück eingewirkt werden. Gegenwärtig haben folgende Strahlenwirkungen bzw. Prozesse bereits praktische Bedeutung erlangt: die strahlenchemische Wirkung, der fotomechanische Prozeß, der fotogalvanische Prozeß, der thermoplastische Prozeß, die Materialabtragung durch Zerstäubung und Materialerhitzung. Anhand von zwei typischen Anlagen wurde der Stand der technischen Einrichtungen dargestellt und darauf hingewiesen, daß hier eine Ultrafeinmechanik unabsehbarer Möglichkeiten heranwächst. Auf dem skizzierten Wege gelingt schon heute nicht nur die Herstellung von Bohrungen, Fräsungen, Gravierungen mit wenigen Mikron Abmessungen, sondern z. B. auch die Herstellung komplizierter Mikrostrukturen und Mikroobjekte, die dem bloßen Auge des Menschen nicht mehr sichtbar sind.

P. Neidhardt, Berlin

Stand und Perspektive der Farbfernsehtechnik

Zunächst wurde eine Einführung über die Wirkungsweise einer Farbfernsehübertragungskette gegeben.

Die Forschungsarbeiten auf dem Gebiet des Farbfernsehens sind in unserer Republik soweit gediehen, daß voraussichtlich 1965 mit dem Beginn regelmäßiger Farbfernsehversuchssendungen zu rechnen ist. Diese werden vorerst jedoch nicht in einem kompletten Studio, sondern unter Benutzung eines Filmgebers erfolgen, mit dem im Rahmen eines etwa zweistündigen Programms Farbfilme gesendet werden. Dr. Neidhardt zeigte während seines Vortrags die Übertragung einiger Farbtestbilder über eine von seinem Kollektiv entwickelte Kurzschlußkette auf 43-cm-Farbbildröhren. Diese in einer kleinen Produktion ausschließlich für Laborzwecke hergestellten Röhren wurden in der DDR von der Chemikerin Inge Bornemann entwickelt. Eine 53-cm-Farbbildröhre ist in Vorbereitung.

Mit der labormäßigen Fertigstellung von Farbbildröhren im Rechteckformat ist bis Ende 1962 zu rechnen.

Der Vortragende unterstrich die Bedeutung des Farbfernsehens für wissenschaftliche und technische Zwecke, speziell für die verschiedensten Anwendungen in der Medizin. Im Zuge der stetigen Entwicklung darf die rechtzeitige Ausbildung von Kameraleuten, Regisseuren und Aufnahmeleitern für das Farbfernsehen nicht übersehen werden. Das künstlerische Personal muß wissen mit welchen Hilfsmitteln sich in der neuen Technik welche Effekte erreichen lassen. Hierfür geeignete Einrichtungen zur Verfügung zu stellen ist Aufgabe der Fernsehindustrie.

R. Paul, Dresden

Stabilitätsprobleme bei transistorbestückten Schmalbandverstärkerstufen unter Berücksichtigung von Exemplarstreuungen

Infolge unvermeidlicher Streuung der Transistor- und Schaltungsparameter einer Schmalbandverstärkerstufe wird eine für

Sollwerte vorgenommene Neutralisierung praktisch nie genau eingestellt sein, so daß die Stufe unter ungünstigen Bedingungen unstabil sein kann. Daher wurde die absolute Stabilität anhand eines Kriteriums untersucht und als deren Ergebnis eine neue „Phasenneutralisierung“ angegeben, die bei voller Durchlaßsymmetrie bezüglich der Mittenfrequenz infolge Gegenkopplung größere Exemplarstreuungen erlaubt. Es wurden rechnerische und experimentelle Ergebnisse mitgeteilt.

A. Tolk, Berlin

Transistoren in der Tonstudiotechnik

Mit der Anwendung von Transistoren für Verstärker von Tonstudioanlagen ist sofort eine erhebliche Verringerung des Volumens und des Leistungsbedarfs der Anlage möglich. Bei der Umstellung von Röhren auf Transistoren ist aber nicht möglich, die Prinzipschaltungen beizubehalten und sie lediglich zu modifizieren. Der Einsatz von Transistoren wirkt sich vielmehr in verschiedenen Vor- und Nachteilen auf die Qualitätsparameter der Anlage aus, die genau untersucht wurden.

Der für Studioverstärker geforderte Störspannungsgrenzwert 0,775 μV läßt sich mit den handelsüblichen Transistoren ohne weiteres erreichen. In vielen Fällen ist vorteilhaft, daß ihr Eingangswiderstand im Gegensatz zu Röhren in der gleichen Größenordnung wie der des Verstärkers liegt. Wird kein erdfreier Eingang verlangt, kann der Eingangstransformator fortfallen, wodurch der Einfluß von magnetischen Störfeldern verringert wird.

Transistoren können im Gegensatz zu Röhren bereits im Niederfrequenzbereich lineare Verzerrungen verursachen. NF-Transistoren haben in Emitterbasisschaltung Grenzfrequenzen zwischen 8 und 15 kHz, weshalb Verstärker mit einer oberen Grenzfrequenz von 15 kHz bei 0,5 bzw. 1 dB Verstärkungsabfall nicht ohne weiteres zu bauen sind. Es besteht die Möglichkeit, bei NF-Transistoren die maximal mögliche Verstärkung nicht auszunutzen. Dabei läßt sich jedoch nur schwierig ein stabiles Verhalten bei hohen Frequenzen erreichen. Ein Ausweg ist die Verwendung von HF-Transistoren auch im NF-Bereich. Sie müssen in Emitterschaltung eine Grenzfrequenz von etwa 100 kHz, in Basisschaltung 2 ··· 10 MHz haben.

In Vorverstärkern mit genügend kleiner Aussteuerung lassen sich sehr kleine nichtlineare Verzerrungen erreichen. Schwierigkeiten ergeben sich bei größeren Aussteuerungen. Um eine unverzerrte Ausgangsspannung zu erhalten, ist es z. B. günstig, einen von der Ausgangsspannung abgeleiteten Strom als negative Rückkopplung dem Eingang zuzuleiten. Bei Rückkopplung über mehrere Stufen ist die relativ niedrige Grenzfrequenz der NF-Transistoren zu berücksichtigen.

Ein besonderes Problem bei der Umstellung auf Transistoren stellt der Tonmesser dar. Es wurde eine Schaltung mit Wechselspannungsverstärker entwickelt, die in bezug auf zeitliche Stabilität und Abklingverhalten wesentlich bessere Eigenschaften hat als ein Tonmesser mit Röhren.

Bei der Umstellung von Röhren auf Transistoren in der Tonstudiotechnik sind also in vielen Fällen neue Wege zu suchen, um die Transistoren nicht nur überhaupt einsetzen zu können, sondern ihre Vorteile voll auszunutzen, ohne Nachteile in Kauf nehmen zu müssen.

J. P. Rehahn, Berlin

Fragen der Zuverlässigkeit elektronischer Geräte

Es wird vom Werdegang eines elektronischen Geräts von der Konzeption bis zur Serienfertigung ausgegangen und in einer systematischen Darstellung gezeigt, welche Faktoren in jeder Entwicklungsstufe für die Zuverlässigkeit maßgebend sind und wodurch sie beeinflußt werden können. Von der Organisation eines geräteherstellenden Betriebs ausgehend wird gezeigt, welche praktischen Maßnahmen notwendig sind, um eine höhere Zuverlässigkeit zu erreichen.

H. Krause, Berlin

Die Ausrüstung von Trägerfrequenz-Weitverbindungen mit Transistorverstärkern

Die Ausrüstung von Trägerfrequenz-Weitverbindungen mit Transistorverstärkern legt beim gegenwärtigen Stand der Transistortechnik eine Abkehr von den bei Röhrenverstärkern üblichen Feldlängen nahe. Auf Grund der Zusammenhänge zwischen Geräuschforderung, Feldlänge und Übertragungspegel sowie anhand praktisch ausgeführter Transistorverstärker wird gezeigt, daß sich eine technische Lösung mit kürzeren Feldlängen bei gleichen Übertragungsqualitäten wie mit dem bisherigen Röhrensystem finden läßt.

An die Transistorhersteller wird die Forderung gestellt, in gleicher Weise wie die Röhrenhersteller Spezialröhren für kommerzielle Zwecke fertigen bzw. aussuchen, HF-Transistoren für kommerzielle Zwecke zur Verfügung zu stellen. Für die beschriebenen zweistufigen Verstärker in Emitterschaltung sind z. B. folgende Grenzwerte im Arbeitspunkt 1 mA, 5 V, einzuhalten: $f_\alpha = 7$ bis 12 MHz, $\beta = 60 \cdots 200$ für $f \leq 1$ kHz, $R_b \leq 300\,\Omega$, F = 15 dB für f = 1 kHz. Mit Einhaltung dieser Forderung würde einmal garantiert, daß die Klirrdämpfungsforderung eingehalten werden kann, die Stabilität des Verstärkers gewährleistet ist und man mit dem theoretischen Wert des weißen Rauschens rechnen kann.

Mit den derzeit in der DDR verfügbaren Transistoren ist unter Voraussetzung gewisser Toleranzen möglich, ein 60-Kanalsystem mit kürzerer Feldlänge, aber gleicher Reichweite wie das Röhrensystem voll zu transistorisieren. Die Frage der Wirtschaftlichkeit kann nicht endgültig beantwortet werden.

B. Precht, Berlin

Trägerfrequente Fernsehübertragung auf koaxialen Kabeln im Nahverkehr

Zu den Fernseh-Nahverkehrsverbindungen zählen Verbindungen vom Studio zum Sender der gleichen Stadt, von Sportstadien, Theatern u. dgl. zum Studio sowie lange Kabelverbindungen innerhalb des Studiogeländes selbst. Die an diese Verbindungen gestellten Forderungen liegen wesentlich höher als die Empfehlungen des CCITT für eine Weitverkehrsstrecke. So enthalten die Pflichtenhefte der Deutschen Post für die Nahverkehrssysteme bereits Forderungen, die die Übertragung von Farbfernsehsignalen nach dem NTSC-Verfahren gewährleisten.

Da innerhalb großer Städte mit vielen Fernsehanschlußpunkten ein ausgedehntes Netz mit träger- und videofrequenten Schalt- und Verzweigungspunkten entstehen wird, müssen Gliederung und Aufbau der Anlage sehr beweglich und anpassungsfähig gestaltet werden. Sie sollen für 24-Stunden-Betrieb geeignet und möglichst mit Langlebensdauerröhren bestückt sein. Die Verbindung vom Studio zum Ortssender umfaßt einen Sendeschrank mit Modulator, Sendeverstärker und einen Trägerfrequenzverteilverstärker. Es folgen zwei Zwischenverstärkerämter mit je zwei Leitungsverstärkern und automatischer Ersatzschaltung. Im Ortssender steht ein Empfangsschrank mit Leitungsverstärker und Demodulator.

Die Strecke vom Studio zur Übergabestelle der Weitverkehrsverbindung sieht auf einem Kabel den Betrieb in zwei Richtungen vor. In Richtung Weitverkehrsstrecke wird das Trägerfrequenzsignal am Eingang des Verteilverstärkers durchgeschleift und auf das Kabel über drei Zwischenverstärker zum Empfangsschrank in der Übergabestelle gegeben. Kommt die Sendung über die Weitverkehrsstrecke, so werden die Verstärker mit entgegengesetzter Verstärkungsrichtung durch Fernumschaltung in den Zwischenverstärkerämtern an das Kabel angeschaltet. Das ankommende Signal kann im Studio nach Demodulation und erneuter Modulation zum Ortssender geleitet werden.

H. Prenzlow, Berlin

Meßergebnisse über die Störbeeinflussung von TF-Kabelanlagen durch Rundfunksender

Mit den im Fernsprechnetz eingesetzten 6-, 8- und 16paarigen Standardkabeltypen lassen sich gegenwärtig über 18-km-Verstärkerfelder auf einem Adernpaar 120 Gesprächskanäle in einem Frequenzband von 12 bis 552 kHz übertragen. In den letzten Jahren wurde die Frage geprüft, welche Erweiterungen unter den gegenwärtigen Übertragungseigenschaften moderner TF-Kabelanlagen möglich sind. Anregung hierzu gab die zunehmende Bedeutung, die mittlere Sprechkreisbündel von 200 ··· 600 Kanälen und mehr für den Fernsprechverkehr gewinnen. Neben der ausreichenden Nebensprechdämpfung gilt hierbei zu bedenken, daß sowohl für den gegenwärtigen Übertragungsbereich als auch für den Fall einer Erweiterung die Übertragungsfrequenzen weit in das Gebiet leistungsstarker Lang- und Mittelwellensender hineinreichen und somit einer möglichen Fremdstrombeeinflussung ausgesetzt sind. Bekanntlich stellen TF-Anlagen wegen ihrer niedrigen Empfangspegel besonders hohe Anforderungen an die Störfreiheit.

Nach einer einleitenden Betrachtung des zulässigen Störpegels für symmetrische TF-Kabel wurde der durch LW- und MW-Sender hervorgerufene Beeinflussungsmechanismus dargestellt. Betrachtet wird das Frequenzgebiet bis 1100 kHz. Aus Messungen an zwei Verstärkerfeldern, in deren Umgebung sich mehrere Senderanlagen befanden, gehen außer den am senderfernen und am sendernahen Ende

anlaufender Störpegeln gemäß der Spannungsverteilung längs des Kabels auch die zur Beeinflussung maßgeblichen Kenngrößen des Kabels hervor.
Der Kopplungswiderstand wird durch die „offenen" Enden (Isolierplatte des Endverschlusses) symmetrischer Kabel nachteilig beeinflußt und verliert seine durch den Verdrängungseffekt hervorgerufene günstige Wirkung. — Die Symmetriedämpfung als Maß der statistischen Kopplungsverteilung zwischen symmetrischer Leitung und ihrem Erdkreis wird bei Fremdbeeinflussung auch durch die Einstrahlrichtung des Störfeldes bestimmt. Der Störeinfluß der Erdungsanlage im Verstärkeramt läßt sich durch induktivitätsarme und niederohmige Erdzuführungen erheblich herabsetzen. Zur Beurteilung der Störsicherheit einer Erdungsanlage im TF-Gebiet wird auf die Eingangsscheinwiderstandsmessung am Erdkreis der symmetrischen Leitung als geeignete Methode hingewiesen.

F. Below, Hamburg

Messung von Objektiven nach Gesichtspunkten der Fernsehtechnik

Mit einem Karussell, das Lichtschlitze verschiedener Breite besitzt, denen eine der Fernsehtechnik entsprechende Frequenz zugeordnet werden kann, können Objektive auf ihre Eignung für Fernsehaufnahmegeräte geprüft werden. Die Abbildungen dieser Schlitze werden über eine Fotozelle und einen Verstärker einem Oszillografen zugeführt, der den Verlauf der Lichtintensität in der Bildebene des Objektivs sichtbar macht. Durch Vorschalten eines Tiefpaßfilters kann der Frequenzgang des Fernsehübertragungssystems nachgebildet werden. Das Oszillogramm zeigt direkt die Eigenschaften des Objektivs im Vergleich zum Fernsehsystem an.

Dr. V. Husa, Prag

Berührungslose Methode zur Messung des elektrischen Leitwerts von Halbleitern

Es wird eine berührungsfreie Methode zur Messung des elektrischen Leitwerts von Halbleitern beschrieben. Es werden Formeln zur Ermittlung des Leitwerts aus Messungen an Prüflingen kleiner Abmessungen, die sich innerhalb eines Hohlraumresonators befinden, abgeleitet. Ferner wird der Gütefaktor (elektrische Verluste im Prüfling als Funktion seiner Leitfähigkeit) eingehend besprochen. Für die genannte Abhängigkeit wird mittels einer einfachen Formel ein bestimmter Gültigkeitsbereich abgegrenzt, innerhalb dessen die Bestimmung der elektrischen Leitfähigkeit von der Form des Prüflings unabhängig ist. Die Arbeit enthält die Ergebnisse einer experimentellen Prüfung des Meßverfahrens sowie Angaben über Meßgenauigkeit und Anwendungsmöglichkeiten.

Dr. Schiller, Berlin

Neue Technik in der Röhrenindustrie

Der komplexe Charakter der Röhrenfertigung, die neben Problemen der Feinwerktechnik eine Fülle physikalisch-chemischer Prozesse, die zum Teil im Vakuum erforderlich sind, benötigt, ist direkt prädestiniert für den Einsatz der neuen Technik, die hier schwierige, aber dankbare Aufgaben zu lösen hat. Dazu gehören viele Disziplinen, die sich auch in der übrigen Industrie bewährt haben.
Behandelt werden u. a. die Automatisierung des Pump- und Aufdampfprozesses sowie das Vordringen der Höchstvakuumtechnik, die Anwendung von Ultraschall- und Elektroerosionsverfahren und der Einsatz von Anlagen, in denen mittels Elektronenstrahlen unterschiedlichste Arbeitsprozesse durchgeführt werden; weiterhin Dosieranlagen für Flüssigkeiten und Gase, spezielle Fragen der Oberflächenveredlung und schließlich der Einsatz weiterer automatischer Einrichtungen in der Röhrenproduktion bis zum Prüf- und Sortierautomaten für Röhren.

Fortsetzung auf Seite 486

Impulsdichtemesser VA-D-40 mit verbesserter Schreiberanpassung

Dipl.-Phys. HELMUT GÜNTHER und Dipl.-Phys. WOLFGANG GÖTZ

Für den Impulsdichtemesser VA-D-40 des VEB Vakutronik Dresden wird zur Registrierung integrierter Zählrohrimpulse ein Punktschreiber „Form RMP" des VEB EAW Berlin-Treptow empfohlen. Zur Registrierung von Röntgenfeinstrukturdiagrammen mit Hilfe von Zählrohren ist dieser Schreiber auf Grund seiner geringen Empfindlichkeit, seiner langsamen Punktfolge (4/min) und der Schreibbreite von nur 8 cm völlig ungeeignet.
Es empfiehlt sich, für derartige Messungen den vom VEB MAW Magdeburg gefertigten elektronischen Kompensationsbandschreiber zu verwenden. Der Kompensationsbandschreiber weist gegenüber dem EAW-Schreiber wesentliche Vorteile auf.

1. Die eingebaute Brückenschaltung gewährleistet eine hohe Eingangsempfindlichkeit; außerdem wird das Meßobjekt leistungsmäßig nicht belastet (Kompensationsschaltung)
2. Die Punktfolge beträgt hier 20/min, die Schreibbreite 25 cm
3. Dieses Gerät kann als Linienschreiber bezogen werden

Der Schreiberanschluß des VA-D-40 liegt im Anodenkreis der Röhre 4 (Bild 1, Bu_4), weist also eine relativ hohe positive Spannung gegen Masse auf. Da beim Kompensationsbandschreiber die Meßspannung über eine empfindliche Brückenschaltung dem Verstärker zugeführt wird, läßt sich dieser nicht in den Anodenkreis des Impulsdichtemessers einschalten. Anderenfalls würde die Meßbrücke auf Anodenpotential angehoben, was aus Isolationsgründen unerwünscht ist.
Im folgenden wird eine Schaltung angegeben, die es gestattet, den elektronischen Kompensationsbandschreiber an den Impulsdichtemesser VA-D-40 anzuschließen. Um die Anodenspannung vom Schreiber fernzuhalten, wurde der Schreiberanschluß Bu_4 in den Katodenkreis der Röhre 4 (Bild 2) gelegt.

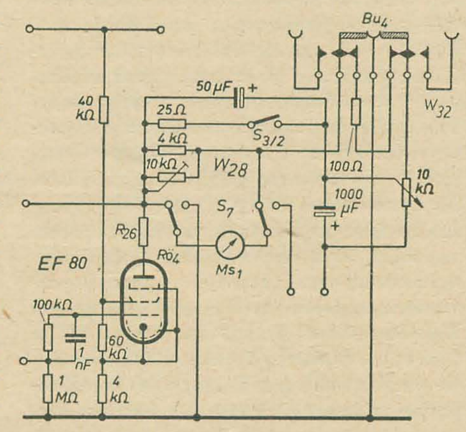


Bild 1: Schreiberanschluß des Impulsdichtemessers VA-D-40

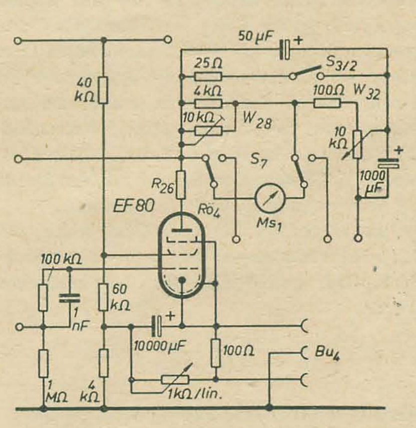


Bild 2: Geänderte Schaltung zum Anschluß des elektronischen Kompensationsbandschreibers

Das die Impulsdichte anzeigende Meßinstrument Ms_1 (Bild 1) sollte auch weiterhin diese Funktion ausüben; deshalb wurde der Ersatzwiderstand W_{32} von den Schreiberanschlußbuchsen abgetrennt und fest in den Anodenkreis eingelötet.
Das zusätzlich in den Katodenkreis eingebaute Integrationsglied (Bild 2) ist für den neuen Schreiberanschluß bestimmt. Die Zeitkonstante dieses RC-Gliedes wurde gleich der des im Anodenkreis liegenden RC-Gliedes gewählt ($\tau = 10$ s). Um die Gittervorspannung der Röhre 4 nicht zu stark zu beeinflussen, wurde im Integrationsglied ein 1-kΩ-Potentiometer lin. benutzt. Daraus ergab sich ein C von 10000 µF. Die Schreiberspannung wird an dem 100-Ω-Widerstand abgegriffen.
Die baulichen Veränderungen sind gering und beschränken sich auf das Trennen der Schreiberbuchsen vom Anodenkreis und Einfügen des neuen RC-Gliedes in den Katodenkreis.
Das zur Veränderung der Zeitkonstante benutzte Potentiometer (1 kΩ lin.) kann in der Frontplatte an die Stelle des Abgleichpotentiometers W_{28}, welches äußerst selten betätigt wird, gesetzt werden. Ein weiterer Durchbruch in der Frontplatte erübrigt sich daher.
Für die Aufzeichnung von Röntgenfeinstrukturdiagrammen mit Hilfe von Zählrohren hat sich die angegebene Schaltung sehr gut bewährt.

Die Vierschichtdiode –

Ein interessantes elektronisches Bauelement

R. G. KÖHLER

Der Vorgänger der Vierschichtdiode

Die in letzter Zeit bekanntgewordene Vierschichtdiode, die in den Bell Telephon Laboratorien entwickelt wurde, zeigt ein Strom-Spannungsverhalten, welches ihr einen bevorzugten Einsatz in der Impuls-, Steuer- und Regeltechnik verschaffen dürfte. Dabei sind die einzelnen Anwendungsmöglichkeiten zum jetzigen Zeitpunkt durchaus noch nicht ausgeschöpft.

Das Verhalten dieser Schaltdiode im Stromkreis geht auf einige eigentümliche physikalische Vorgänge zurück. Ihr Vorgänger besteht aus einer Kombination zweier komplementärer Transistoren (Bild 1). Diesen gesamten Schaltkreis ersetzt eine Vierschichtdiode. Sie stellt somit bereits eine Vorstufe zur Molekularelektronik dar. Die Kennlinie einer derartigen Anordnung wird schematisch im Bild 2 gezeigt. Dieses Kennlinienverhalten läßt sich aus der Schaltung nach Bild 1 erklären. Für das bistabile Verhalten ist nämlich, wie noch gezeigt werden wird, die Variation der Stromverstärkungsfaktoren der beiden Transistoren, α_1 bzw. α_2, mit dem Strom bzw. der angelegten Spannung von entscheidender Bedeutung. Eine derartige Variation wird nach Bild 1 durch die den beiden Emitterübergängen parallelgeschalteten Widerstände erreicht. Sind die Emitterübergänge schwach in Durchlaßrichtung vorgespannt, dann sind die Widerstände der beiden Emitterübergänge, bei passender Wahl der beiden parallelgeschalteten Widerstände R_1 und R_2, wesentlich größer als letztere.

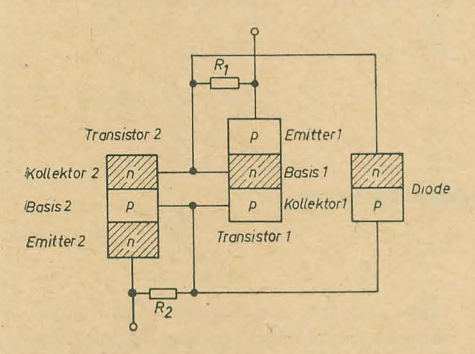


Bild 1: Bistabile Schaltung mit Komplementärtransistoren

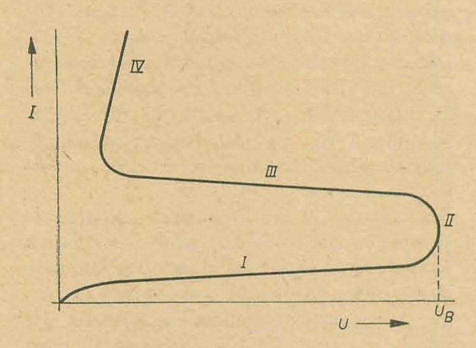


Bild 2: Kennlinie einer Vierschichtdiode (schematisch)

Da aber die Stromverstärkung von dem am Emitter injizierten Strom abhängt, der bei Transistor 1 aus Elektronen, bei Transistor 2 aus Löchern besteht, werden die Stromverstärkungsfaktoren α_1 und α_2 klein sein.

Erhöht man die Emitterspannungen, dann werden, bedingt durch den exponentiellen Stromanstieg, die Widerstände der Emitterübergänge kleiner, und damit wachsen auch die Stromverstärkungsfaktoren der beiden Transistoren. Dies bedeutet, daß mit zunehmender Vorspannung der Emitterübergänge in Durchlaßrichtung die parallelgeschalteten Widerstände den Vorgang nicht mehr so stark beeinflussen. Die Stromverstärkungsfaktoren erreichen dann nahezu die Werte, die sich ohne parallelgeschaltete Widerstände ergeben würden. Die Widerstände haben demnach die Aufgabe, durch eine Stromaufteilung die Stromverstärkungsfaktoren anfangs klein zu halten und die Variationsfähigkeit derselben mit zunehmendem Strom bzw. zunehmender Spannung zu gewährleisten.

Für den Fall, daß die Summe der Stromverstärkungsfaktoren gleich oder größer als Eins wird, entsteht die gewünschte Schaltwirkung. Dies erklärt sich folgendermaßen: Die Kollektoren der beiden Transistoren und die Diode sind in Sperrichtung vorgespannt. Es fließt ein Sättigungsstrom. Wird jetzt dem Transistor 1 über die Basis ein zusätzlicher Strom zugeführt, dann erscheint dieser Strom multipliziert mit dem Faktor $\alpha_1/1-\alpha_1$, dem Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung, am Kollektor dieses Transistors. Dieser Strom wird in die Basis von Transistor 2 eingespeist. Er erscheint mit dem Faktor $\alpha_2/1-\alpha_2$ multipliziert an dessen Kollektor. Von hier wird wieder in die Basis von Transistor 1 eingespeist (Rückkopplung). Ist der jetzt in die Basis fließende Strom größer als der am Beginn des Zyklus in die Basis von Transistor 1 eingespeiste, dann ist die Anordnung instabil. Der Strom steigt in diesem Falle, sofern er nicht durch Reihenwiderstände begrenzt wird, unbegrenzt an. Der Einsatzpunkt der Instabilität hängt von der Injektion der Emitterübergänge ab. Diese wird wiederum von den Daten der Widerstände R_1 und R_2 beeinflußt.

Da der Strom bei diesem Umlauf jeweils mit den Faktoren $\alpha_1/1-\alpha_1$ bzw. $\alpha_2/1-\alpha_2$ multipliziert wird, ergibt sich für den kritischen Wert

$$\frac{\alpha_1 \cdot \alpha_2}{(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)} > 1 .$$

Hieraus resultiert die Bedingung

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1. \qquad (1)$$

Für elektrisch bistabiles Verhalten müssen demnach die beiden Transistoren einzeln einen Stromverstärkungsfaktor von 0,5 haben. Das Einsetzen des bistabilen Verhaltens, d. h. die Schaltung von einem Zustand in den anderen, wird hierbei durch die in Sperrichtung vorgespannte Diode bewirkt. Wenn nämlich die angelegte Spannung in die Nähe der Durchbruchsspannung dieser Diode kommt, dann nimmt der Strom stark mit der Spannung zu, womit die für die Emitterübergänge erforderliche Durchlaßspannung zur Erhöhung der Stromverstärkungsfaktoren α_1 und α_2 gewonnen wird.

Die physikalischen Vorgänge und ihre quantitative Fassung

Diese Vorstellungen können nun ohne weiteres auf die Vierschichtdiode übertragen werden. Ein physikalisch begründetes Modell ergibt nach [1] für die Abhängigkeit des Stromes von den Stromverstärkungsfaktoren α_1 und α_2 die Beziehung:

$$i = \frac{i'_{s2}}{1 - \left[\alpha_1\left(\frac{1+M_p}{2}\right) + \alpha_2\left(\frac{1+M_n}{2}\right)\right]} . \qquad (2)$$

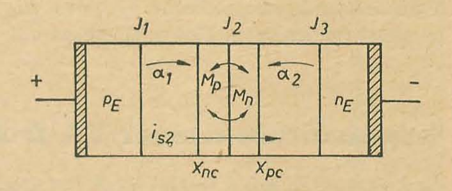


Bild 3: Schematische Darstellung der Vierschichtdiode

Mit Bild 3 läßt sich das Zustandekommen dieser Gleichung erläutern. Bei der gewählten Polung der Vierschichtdiode sind die Übergänge J_1 und J_3 in Durchlaßrichtung und der Übergang J_2 in Sperrichtung vorgespannt. Wird zunächst angenommen, daß die beiden äußeren Übergänge keine Ladungsträger in die Basisgebiete n_B und p_B injizieren, dann fließt durch die Anordnung lediglich der Sättigungsstrom i_{s2} des in Sperrichtung vorgespannten inneren Übergangs. Injizieren die beiden äußeren Übergänge ebenfalls, dann gelangt auch ein gewisser Teil dieses Elektronen- bzw. Löcherstromes zum inneren Übergang. Somit setzt sich dann der Strom am inneren Übergang aus drei Anteilen zusammen: dem Reststrom i_{s2} des Übergangs J_2, dem von rechts injizierten Elektronenstrom und dem von links injizierten Löcherstrom. Hierbei muß jetzt außerdem die Tatsache der Trägervervielfachung erfaßt werden, welche dann eintritt, wenn die angelegte Spannung in die Nähe der Durchbruchspannung des inneren Übergangs kommt. In diesem Falle tritt nämlich am inneren Übergang eine Ladungsträgervermehrung beiderlei Vorzeichens auf, welche durch die Multiplikationsfaktoren M_p und M_n [2] erfaßt wird.

Unter Berücksichtigung dieser Gegebenheiten ergibt sich dann Gleichung (2). Nach dieser Gleichung kommt die Kennlinie, wie sie Bild 2 zeigt, folgendermaßen zustande: Bei kleinen angelegten Spannungen injizieren die Übergänge J_1 und J_3 nur geringe Ströme, da den weitaus größten Teil der angelegten Span-

nung der innere Übergang aufnimmt. Hierdurch dehnt sich aber die Raumladungszone x_{pc}—x_{nc} des inneren Überganges im Bild 3 aus (Early-Effekt). Bei einer weiteren Vergrößerung dieser von Ladungsträgern nahezu entblößten Zone werden die Basisgebiete n_B und p_B kleiner. Das hat zur Folge, daß mehr Ladungsträger an den Rand der Raumladungszone gelangen, wodurch die Stromverstärkungsfaktoren α_1 und α_2 (bzw. einer von beiden) anwachsen. Dies bedeutet aber nach Gleichung (2) eine Erhöhung des durch die Diode fließenden Stromes. Wird die Spannung weiter erhöht, dann macht sich eine Ladungsträgervervielfachung bemerkbar, welche zum Early-Effekt hinzukommt.
Ist der Punkt U_B im Bild 2 erreicht, dann steigt der Strom durch die starke Trägermultiplikation sehr stark an. Die äußeren Übergänge injizieren jetzt ebenfalls stärker, da der innere Übergang die weitere angelegte Spannung nicht mehr aufnehmen kann. In diesem Punkt wird $\alpha_1 + \alpha_2 \geqq 1$. Nach Gleichung (2) wächst der Strom ins Unendliche, falls ihn nicht äußere Widerstände begrenzen. Die Diode schaltet vom offenen Zustand I in den geschlossenen Zustand IV.
Vertauscht man im Bild 3 die Polarität der angelegten Spannung, dann ergibt sich die Kennlinie einer Diode, die in Sperrichtung vorgespannt ist. Die beiden äußeren Übergänge sperren, die Injektion des inneren Übergangs aber reicht nicht aus, um die Diode zu schalten.
Eine vollständige Charakteristik zeigt Bild 4. Dort sind die wesentlichsten elektrischen Parameter eingezeichnet, nämlich Schaltspannung U_S, der dazugehörige Schaltstrom I_S, die Haltespannung U_H mit Haltestrom I_H sowie R_H, der Widerstand in diesem Punkt.
Eine vollständige Analyse der I-U-Charakteristik nach Bild 4 wird durch Anwendung eines Superpositionsprinzips von Moll, Tannenbaum u. a. [3] gegeben. Aus dieser Berechnung folgt für das Strom-Spannungsverhalten die Gleichung:

$$u = \mathfrak{v} \cdot \ln \frac{i_{s2}}{i_{s1} \cdot i_{s3}} \cdot \frac{(iA_1 + i_{s2})\,(iA_3 + i_{s3})}{(iA_2 + i_{s2})} . \tag{3}$$

Hierbei sind i_{s1}, i_{s2} und i_{s3} die Restströme der jeweiligen Übergänge, i der durch die Diode fließende Strom, und A_1, A_2 und A_3 sind Größen, welche die Stromverstärkungsfaktoren enthalten.
Für den ersten der beiden interessierenden Fälle $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ und $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ folgt aus Gleichung (3):

$$i < \frac{i_{s2}}{|A_2|} . \tag{4}$$

Gleichung (4) entspricht vollkommen der eingangs aufgestellten Gleichung (2). Für den anderen Fall ergibt sich aus Gleichung (3):

$$u = \mathfrak{v} \cdot \ln \frac{i_{s2}}{i_{s1} \cdot i_{s3}} \cdot \frac{A_1 \cdot A_3}{A_2} i . \tag{5}$$

Diese Gleichung beschreibt den Kennlinienverlauf im Bereich IV nach Bild 2. Aus ihr ist zu entnehmen, daß sie im wesentlichen der Durchlaßkennlinie einer normalen Diode entspricht.
Aus Gleichung (3) in Verbindung mit den Gleichungen (4) und (5) ist aber weiterhin eine sehr wesentliche Tatsache zu entnehmen. Wenn nämlich die Summe der Stromverstärkungsfaktoren schon im voraus größer als Eins ist, dann ergibt sich überhaupt kein Schaltverhalten. Bei normalen Transistoren ist dies immer der Fall. Aus diesem Grunde sind auch bei der Schaltung der beiden komplementären Transistoren nach Bild 1 die Widerstände R_1 und R_2 notwendig. Wären diese Widerstände nicht vorhanden, dann

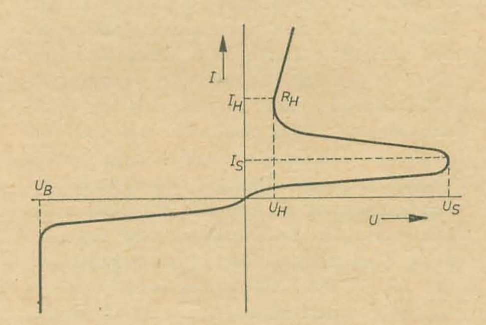


Bild 4: Vollständige Kennlinie der Vierschichtdiode

würde kein bistabiles Verhalten auftreten. Es ergäbe sich eine Kennlinie, die nach Gleichung (5) der Durchlaßkennlinie einer einfachen Diode entspräche. Um etwas derartiges auszuschließen, nutzt man folgende Effekte aus, die teilweise materialabhängig sind:

Feldeffekt bei Germanium

Bei Vierschichtanordnungen auf Germaniumbasis wird ein Basisraum so groß gewählt, daß die Ladungsträger ihn nicht mehr durch Diffusion durchqueren können. Als Transistor betrieben würde eine derartige Konstruktion keinen oder nur einen geringen Transistoreffekt im üblichen Arbeitsbereich zeigen. Der Stromverstärkungsfaktor ist sehr klein.
Bei größeren angelegten Spannungen entsteht ein elektrisches Driftfeld, durch welches dann aber doch Ladungsträger bis zum mittleren Übergang der Vierschichtdiode gelangen. Der Stromverstärkungsfaktor über dieses Basisgebiet bleibt aber trotzdem klein. Dafür muß jetzt andererseits der Stromverstärkungsfaktor über die andere Basis genügend groß gemacht werden, so daß bei einer bestimmten Spannung die Summe beider Eins wird. Dies wird erreicht durch eine entsprechend dünne zweite Basis. Ist das andere Basisgebiet zu groß, dann ergibt sich wiederum kein Schaltverhalten. Die Summe der Stromverstärkungsfaktoren bleibt in diesem Fall immer kleiner als Eins. Die Kennlinie entspricht dem Bereich I im Bild 2, d. h. einem in Sperrichtung vorgespannten p-n-Übergang.

Rekombinationszentren bei Silizium

Silizium enthält Rekombinationszentren, die bei kleinen Strömen die Ladungsträger einfangen. Es gelangen damit nur relativ wenige zum inneren Übergang J_2. Bei größeren Strömen werden diese Rekombinationszentren abgesättigt. Sie können nicht mehr die Mehrzahl der Ladungsträger einfangen. Es gelangen folglich wesentlich mehr Ladungsträger zum inneren, als Kollektor wirkenden Übergang. Hierdurch wächst der Transportfaktor und damit auch der Stromverstärkungsfaktor über dieses Basisgebiet. Das ist aber wieder der für das bistabile Verhalten erforderliche Effekt.
Selbstverständlich kann auch bei Silizium-Vierschichtdioden der Feldeffekt ausgenützt werden. Das ist teilweise sogar vorteilhaft, da man in diesem Falle bei der Herstellung für die Realisierung der gewünschten Eigenschaften einen Parameter mehr zur Verfügung hat.
Umgekehrt erfordert die Ausnutzung der Tatsache der Absättigbarkeit bestimmter Rekombinationszentren bei Germanium einige zusätzliche Arbeitsgänge bei der Herstellung. Bei Germanium sind nämlich, im Gegensatz zum Silizium, diese Rekombinationszentren nicht von vornherein vorhanden. Sie entstehen erst, wenn das Germanium einem Elektronen- bzw. Ionenbombardement ausgesetzt wird. In diesem Falle übernehmen die Rekombinationszentren die Rolle der Widerstände R_1 und R_2 in der Schaltung nach Bild 1.

Verschiedene Varianten und Kombinationen von Vierschichtdioden

Die verschiedenen Varianten, die man hinsichtlich der Stromspannungskennlinie bei Vierschichtdioden erhalten kann, lassen sich ohne weiteres aus Bild 3 ableiten.

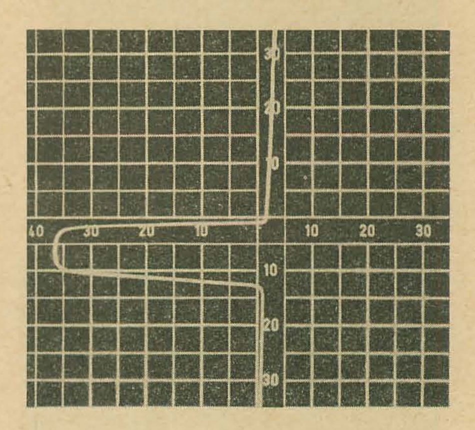


Bild 5: Kennlinie einer Vierschichtdiode mit teilweise kurzgeschlossenen äußeren Übergängen. Spannungsmaßstab: 1 Teilstrich = 20 V, Strommaßstab: 1 Teilstrich = 1 mA

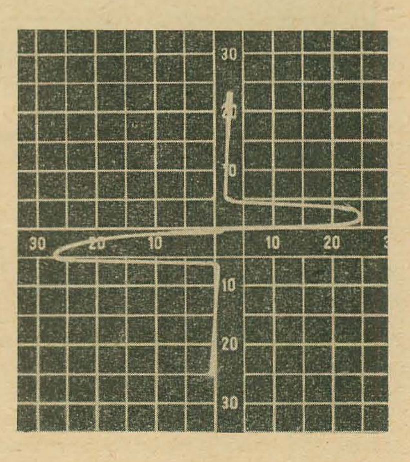


Bild 6: Gegeneinanderschaltung von zwei Vierschichtdioden, Maßstäbe wie im Bild 5

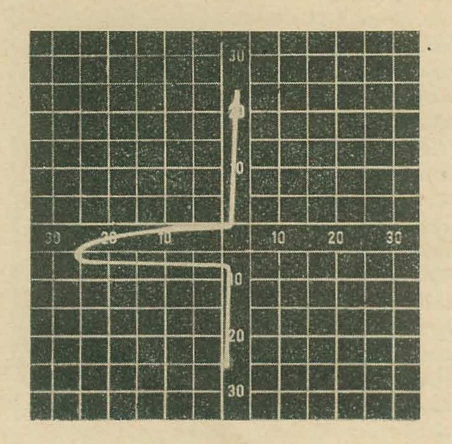


Bild 7: Kennlinie einer Vierschichtdiode, Maßstäbe wie im Bild 5

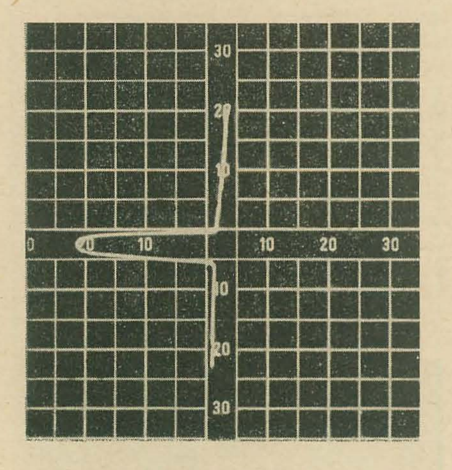


Bild 8: Kennlinie einer Vierschichtdiode, Maßstäbe wie im Bild 5

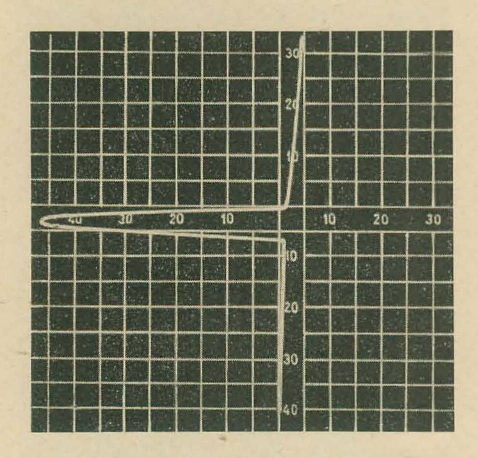


Bild 9: Reihenschaltung der beiden Dioden aus den Bildern 7 und 8, Maßstäbe wie im Bild 5

Die erste Möglichkeit besteht darin, daß die drei Übergänge elektrisch einwandfrei sind. Dies ist der übliche Fall. Die Kennlinie, welche sich hieraus ergibt, ist im Bild 4 dargestellt.
Durch geeignete Herstellung lassen sich aber die beiden äußeren Übergänge derart präparieren, daß sie nicht in der üblichen Weise arbeiten. Sie sind äußerlich nahezu elektrisch kurzgeschlossen, und nur der innere Übergang ist voll funktionstüchtig. Die Kennlinie einer derartigen Diode stellt Bild 5 dar.
Wird nach Bild 3 auf der rechten Seite noch eine p-Zone hinzugefügt, dann ergibt sich eine symmetrische bistabile Anordnung mit einer Kennlinie nach Bild 6. Dort wurde sie allerdings durch Gegeneinanderschalten von zwei Vierschichtdioden realisiert, deren Kennlinien in den Bildern 7 und 8 zu sehen sind. Da beide Dioden unterschiedliche Schaltspannungen haben, sind die Kennlinien nicht symmetrisch. Bei geeigneter Herstellung lassen sich hinsichtlich der Schaltspannungen sowohl symmetrische als auch asymmetrische Fünfschichtanordnungen gewinnen. Man kann die einzelnen elektrischen Parameter in weiten Grenzen variieren. Dies gilt besonders für die Schaltspannung U_S und den Schaltstrom I_S. Die Werte für die Schaltspannung liegen je nach Herstellungsbedingungen zwischen 10 und 250 V. Die Schaltströme lassen sich von einigen Hundert Mikroampere bis zu einigen Milliampere variieren.
Die Haltespannungen U_H liegen im allgemeinen zwischen 0,5 und 1 V, die dazugehörigen Halteströme I_H in der Größenordnung von 5 bis 50 mA.
Bei geeigneter Herstellung lassen sich auch noch höhere Werte für U_S als 250 V erreichen. Diese höheren Schaltspannungen werden besonders leicht mit Vierschichtdioden realisiert, deren beide äußeren Übergänge teilweise kurzgeschlossen sind. Bei diesen Dioden sind die Stromverstärkungsfaktoren relativ klein. Wird der spezifische Widerstand des Ausgangsmaterials genügend hoch gewählt, dann ergeben sich auch hohe Schaltspannungen. Man kann aber auch durch einfache Hintereinanderschaltung von zwei Vierschichtdioden Schaltspannungen bis zu 500 V und mehr erreichen. Ein Beispiel hierfür zeigt Bild 9. Diese Kennlinie wurde durch Reihenschaltung der beiden aus den Bildern 7 und 8 bekannten Dioden erhalten.

Einige Anwendungsbeispiele

Aus der Fülle der bereits bekannten Anwendungen von Vierschichtdioden in den verschiedensten Schaltungen sollen hier nur zwei sehr einfache Beispiele besprochen werden.
Bild 10 gibt die wohl einfachste Schaltung wieder, die man mit einer Vierschichtdiode aufbauen kann. Sie stellt einen eigenerregten Generator dar. An diese Anordnung wird eine Gleichspannung angelegt, die größer als die Schaltspannung der Diode VD ist. Die Vierschichtdiode wird also im Moment des Anlegens dieser Gleichspannung vom offenen Zustand I in den geschlossenen Zustand IV schalten, sobald der im Kreis liegende Kondensator C sich aufgeladen hat. Befindet sich die Diode im geschlossenen Zustand, dann erscheint, noch bevor sich der Kondensator C entladen kann, über dem Widerstand R_A eine Spannung, die ungefähr gleich der Differenz von Schaltspannung minus Haltespannung ist. Der Kondensator entlädt sich. Sobald der Strom durch die Vierschichtdiode unter den Haltestrom I_H abgesunken ist, schaltet die Diode wieder in den offenen Zustand zurück. Der Vorgang beginnt danach wieder von neuem. Die Begrenzung des Stromes unter den Haltestrom besorgt hierbei der Widerstand R_B. Die Messung mittels Impulsoszillografen über R_A liefert das Bild einer Sägezahnkurve. Dabei hängt die Impulsfolgefrequenz von der Zeitkonstanten der RC-Kombination ab. Bei passender Wahl dieser Glieder lassen sich Sägezahnwellen in der Größenordnung von MHz erzeugen.
Wird in der Schaltung nach Bild 10 der Widerstand R_A entfernt, dann lassen sich die Schaltzeiten der Diode messen. Das sind die Zeiten, welche die Diode benötigt, um vom offenen Zustand in den geschlossenen Zustand zu gelangen und umgekehrt. Dabei sind die erhaltenen Schaltzeiten in beiden Richtungen nicht gleich. Außerdem sind die Schaltzeiten noch von den Größen im Meßkreis abhängig. Bei Angaben über Schaltzeiten muß demnach notwendigerweise der Meßkreis angegeben werden. Aber auch die Höhe der angelegten Spannung beeinflußt die Schaltzeiten. So erhält man mit zunehmender Spannung kleinere Zeiten.

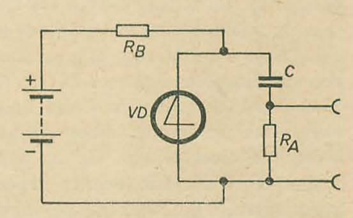


Bild 10: Eigenerregter Sägezahngenerator mit Vierschichtdiode

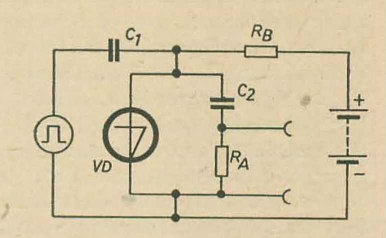


Bild 11: Impulsgeneratorschaltung mit Vierschichtdiode

Die Schaltung nach Bild 11 zeigt einen einfachen Impulsgenerator. In diesem Falle wird die Vierschichtdiode durch einen Impuls von dem einen Zustand in den anderen geschaltet. Die Gleichspannung muß jetzt im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 10 kleiner als die Schaltspannung der Diode sein. Sonst sind die Vorgänge dieselben wie bei der zuvor besprochenen Schaltung.
Diese Beispiele ließen sich mit Ring- und Flip-Flop-Schaltungen beliebig fortsetzen. Das würde aber über den Rahmen dieses Artikels, welcher nur eine erste Einführung in die bei Vierschichtdioden auftretenden Probleme geben sollte, hinausgehen.

Literatur

[1] R. G. Köhler: Nachrichtentechnik 2 (1961) S. 85 ··· 89

[2] J. M. Mackintosh: Proc. IRE 46 (1958) S. 1229

[3] J. L. Moll, M. Tanenbaum, J. M. Goldey, N. Holonyak: Proc. IRE 44 (1956) S. 1174

FRITZ KUNZE

Neue Röhren für TV-Empfänger

Mit den bisherigen Röhren gelang es durchaus, gute und sicher arbeitende Fernsehempfänger mit 110° abgelenkten Bildröhren zu fertigen. Es zeigte sich aber, daß die Röhren vielfach bis an die Grenze der Leistungsfähigkeit beansprucht wurden. Außerdem mußte man oft Kompromisse schließen, um den gleichen Röhrentyp sowohl für Fernsehen als auch für Rundfunk zu verwenden. Diesen Weg hat man jetzt verlassen und gesonderte Typen für Rundfunk und Fernsehen geschaffen, die dann optimal auslegbar sind. So sind von den westdeutschen Röhrenfirmen fünf neue Röhren zur ausschließlichen Verwendung in Fernsehempfängern herausgebracht worden.

Mit den neuen Röhren erreichen die Fernsehempfänger nicht nur einen Höchststand, die neuen Röhren bedeuten auch für die Empfängerproduktion eine Erleichterung. Das Fertigen von modernen Fernsehempfängern mit 110°-Technik ist nun nicht mehr so kritisch wie bisher, da die neuen Röhren mehr Raum für Toleranzen bei der Fertigung zulassen.

Der wichtigste neue Röhrentyp, die EC 88/PC 88, wurde ja bereits behandelt[1]). Außer diesem Typ wurden noch die Triode-Pentode PCF 86, die Triode-Heptode ECH 84, die Triode-Pentode PCL 85 und die Endpentode PL 500 neu entwickelt.

Triode-Pentode PCF 86

In der Mischstufe von Fernsehempfängern für die Bänder I und III wurden bisher die Röhren PCF 80 oder PCF 82 verwendet, für die jetzt als Misch- und Oszillatorröhre bis zu 220 MHz die PCF 86 verwendet werden kann (Bild 1). Das Steuergitter des Pentodensystems ist als Spanngitter ausgeführt; das Pentodensystem hat hierdurch die doppelte Steilheit und die 2 ··· 2,5fache Mischsteilheit der bisherigen PCF-Typen. Hierdurch kann man eine entsprechende Verstärkung gegenüber den Vorläufertypen erzielen, so daß man das Pentodensystem bei UHF-Empfang auch zur ZF-Verstärkung heranziehen kann. Die Katode des Pentodensystems ist doppelt, an die Stifte 1 und 3, herausgeführt, wodurch sich ein hoher Eingangswiderstand ergibt. Das Steuergitter der Pentode liegt zwischen diesen an Stift 2. Es ist für die Verwendung der Röhre in gedruckten Schaltungen von Vorteil, daß die beiden Eingangselektroden des Pentodensystems nebeneinander liegen. Die Katode des Triodensystems ist mit an Stift 3 angeschlossen. Das System der PCF 86 ist kompakt ausgeführt und bietet dadurch weitgehende Sicherheit gegen Mikrofonie. Der Oszillatorspannungsbedarf wurde stark verringert (2,3 V gegenüber 3 bzw. 3,5 V), was sich günstig auf die Störstrahlung auswirkt. Der Aufbau des Tuners wird somit wesentlich erleichtert. Über die Zweckmäßigkeit dieser neuen Röhre, der PCF 86, sind die Meinungen geteilt. Die PCF 86 wurde zunächst in England entwickelt und nach ihrem Erscheinen wurden die Röhrenhersteller von den westdeutschen Gerätefirmen gedrängt, auch diese Röhre mit mehr als der doppelten Mischsteilheit zu schaffen. In England liegen die Verhältnisse aber anders als in Deutschland. Dort besteht die 405-Zeilen-Norm, und als Eingangsröhre wird vorwiegend die geregelte Doppeltriode PCC 89 (ECC 89) verwendet. Diese entspricht in den Daten der PCC 189, in der Sockelschaltung aber der PCC 84. Eine zu hohe Verstärkung der Vorröhre wird automatisch herabgeregelt. In Deutschland besteht jedoch die 625-Zeilen-Norm, und als Eingangsröhre wird allgemein die ungeregelte PCC 88 verwendet. Es zeigte sich, daß man mit der PCC 88 + PCF 82 (PCF 80) schon die Grenze der optimalen Verstärkung nahezu erreicht hatte. Die höhere Verstärkung der PCF 86 hatte nur eine Verstärkung des Rauschens zur Folge. Deshalb wird jetzt zur Entwicklung einer neuen Röhre (PCF 87) gedrängt, die wie die PCF 86 im Pentodenteil einen Spanngitteraufbau hat, sich in der Verstärkung aber nicht wesentlich von der PCF 82 unterscheiden soll.

Die Heizung der PCF 86 beträgt 8 V; 0,3 A.

Im folgenden werden die Werte der PCF 80, der PCF 82 und der PCF 86 zum Vergleich gezeigt.

[1]) siehe radio und fernsehen 13 (1961) S. 400.

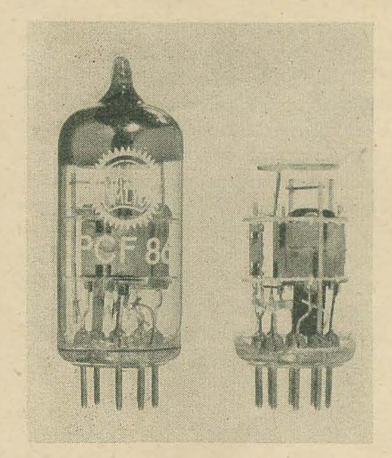


Bild 1: Triode-Pentode PCF 86, im Systemaufbau liegt links das Triodensystem und rechts das Pentodensystem

Statische Meßwerte

	PCF 80	PCF 82	PCF 86	
Triodensystem				
U_a	100	150	100	V
U_g	—2	—2	—3	V
I_a	14	11	14	mA
S	5	5,8	5,5	mA/V
μ	20	35	17	
R_i	4	6	3,1	kΩ
Pentodensystem				
U_a	170	170	170	V
U_{g2}	170	110	150	V
U_{g1}	—2	—0,9	—1,2	V
I_a	10	10	10	mA
I_{g2}	2,8	3,3	3,3	mA
S	6,2	5,5	12	mA/V
R_i	400	400	350	kΩ
$\mu_{g2/g1}$	47	32	70	
r_e (100 MHz) als HF-Verstärker	2,5	4		kΩ
$r_ä$	1,5		1	kΩ
Betriebswerte des Pentodensystems als selbstschwingende Mischröhre				
U_a	170	170	190	V
U_{g2}	170	110	140	V
R_{g1}	100	1000	100	kΩ
U_{oszeff}	3,5	3	2,3	V
I_a	6,5	5,1	8,5	mA
I_{g2}	2	2,1	2,7	mA
I_{g1}	20	3,75	30	μA
S_c	2,2	1,8	4,5	mA/V
R_{ic}	800	800	600	kΩ
r_e (100 MHz)		10	12	kΩ

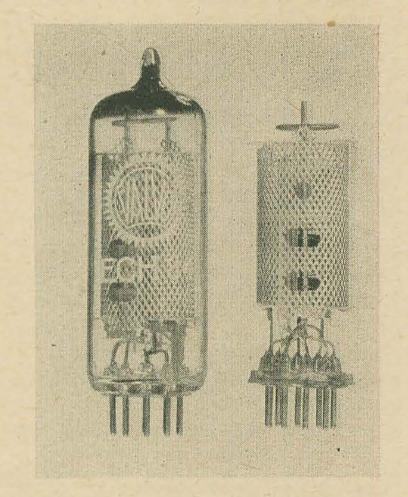


Bild 2: Triode-Heptode ECH 84

Triode-Heptode ECH 84

Das Bestreben, die Zahl der Röhren eines Fernsehempfängers durch Verwendung von Verbundröhren zu verringern, führte dazu, die ECH 81 einzusetzen. Diese Röhre war aber ursprünglich für Rundfunkempfänger entwickelt und befriedigte nicht immer. Vor allem war es für TV-Empfänger ungünstig, daß das Heptodensystem ein Regelgitter besaß. Mit der neuen ECH 84 (Bild 2) steht nun eine Röhre zur Verfügung, die für die speziellen Zwecke des Fernsehempfängers entwickelt ist. Die ECH 84 kann in zweierlei Funktionen eingesetzt werden: Einmal läßt sich das Heptodensystem als Sinusoszillator und die Triode zur Erzeugung und Formung des Aussteuerimpulses für die Zeilenendröhre verwenden, oder aber man

kann das Heptodensystem zur Impulsabtrennung und Austastung von Störsignalen benutzen. Hierbei gelangt das Videosignal an Gitter 3, das Gitter 1 dient zur Störaustastung. Es ist klar, daß hierbei ein ungeregeltes Gitter und möglichst geringer Spannungsbedarf Voraussetzung sind. Aus diesem Grunde beträgt die Schirmgitterspannung nur 14 V. Das Triodensystem arbeitet dann als Zeilenkippgenerator und Amplitudensieb; die Triode erzeugt die erforderliche Sägezahnspannung und wirkt zugleich als Begrenzer. Ein hoher Verstärkungsfaktor und eine hohe Steilheit bewirken eine Ausgangsspannung von 150 V von Spitze zu Spitze und einen Anodenimpuls von kurzer Dauer und hoher Sperrflankensteilheit.

Die Heizung der ECH 84 beträgt 6,3 V; 0,3 A. Bei der Sockelschaltung sind die Anschlüsse von g_3 und g_{2+4} gegenüber der ECH 81 vertauscht.

Im folgenden sind die Daten der ECH 81 und der ECH 84 nebeneinandergestellt. Man kann hieraus klar die Überlegenheit der ECH 84 ersehen. Für AM-Mischung im Rundfunkempfänger ist die ECH 84 jedoch nicht geeignet.

Statische Meßwerte

	ECH 81	ECH 84	
Triodensystem			
U_a	100	50	V
U_g	0	0	V
I_a	13,5	3	mA
S_c	3,7	3,7	mA/V
μ	22	50	
R_i	6	13,5	kΩ
Heptodensystem			
U_a	250	135	V
U_{g3}	0	0	V
U_{g2+4}	100	14	V
U_{g1}	—2	0	V
I_a	6,5	1,7	mA
I_{g2+4}	3,8	0,9	mA
S_{g1}	2,4	2,2	mA/V
S_{g3}		0,6	mA/V
R_i	20		kΩ
U_{g3}[1]		—2	V
U_{g1}[1]	—19	—1,9	V

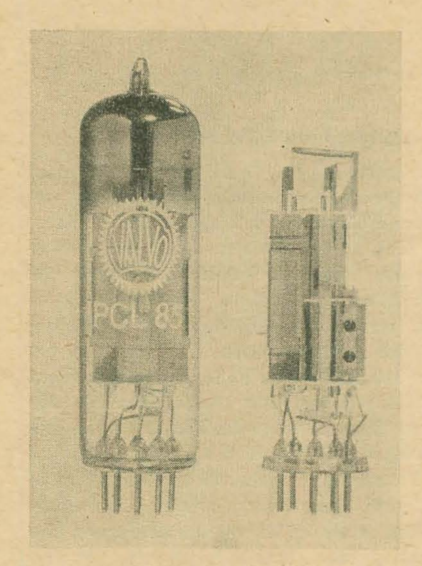


Bild 3: Die Triode-Pentode PCL 85 für Vertikalablenkstufen, das System ist ähnlich dem der PCL 86 in Balkonkonstruktion aufgebaut

Die Grenzwerte beider Röhren sind einander gleich. Lediglich $I_{k\,max}$ des Triodenteils der ECH 84 liegt um 0,5 mA höher, und auch die Röhrenkapazität $c_{g1/a}$ des Heptodenteils liegt etwas höher als bei der ECH 81.

Triode-Pentode PCL 85

Mit der PCL 82 (als Nachfolgetyp der PCL 81) wurde eine Röhre geschaffen, die sowohl als NF-Röhre im Rundfunkempfänger als auch als Fernsehröhre dienen sollte. Man mußte also Kompromisse schließen, da die PCL 82 weder in der einen noch in der anderen Funktion alle Ansprüche erfüllte. Bereits im Vorjahr wurde für Rundfunkempfänger an ihrer Stelle eine neue, reine NF-Röhre, die PCL 86[2]) geschaffen. Als Nachfolgetyp im Fernsehempfänger erschien jetzt die PCL 85 (Bild 3) auf dem Markt.

Die in Vertikalablenkstufen eingesetzte PCL 82 war ursprünglich für Stufen mit 90° Ablenkung entwickelt worden. In Stufen mit 110° Ablenkung verfügt die PCL 82 jedoch nicht mehr über die erforderlichen Reserven. Der Spitzenstrom wird nicht immer erreicht und die Schirmgitterverlustleistung manchmal überschritten.

Aus diesem Grunde wurde die stärkere PCL 85 herausgebracht. Die Triode dieser Röhre ist in erster Linie als Sperrschwinger, die Pentode als Endstufe für die Vertikalablenkung bestimmt.

Der Spitzenstrom der Pentode wurde gegenüber den der PCL 82 um etwa 40% erhöht. Die Windungen des Steuergitters liegen mit denen des Schirmgitters in Deckung, wodurch der Schirmgitterstrom klein gehalten und ein günstiges Stromverteilungsverhältnis erzielt wird. Hierdurch ist es möglich, die PCL 85 bedeutend weiter auszusteuern als die PCL 82, ohne daß die höchstzulässige Schirmgitterbelastung überschritten wird.

Das Triodensystem der PCL 85 besitzt einen größeren Durchgriff als das der PCL 82 und mehr als die doppelte Steilheit.

Zum Vergleich seien im folgenden die Daten der PCL 82 und der PCL 85 gegenübergestellt. Außerdem sind die statischen Daten der PCL 86 angegeben, die zwar den gleichen Aufbau wie die PCL 85 hat, aber nur für NF-Verstärkung verwendet wird.

Statische Meßwerte

	PCL 82	PCL 85	PCL 86	
U_f	16	18	14,5	V
I_f	0,3	0,3	0,3	A
Triodensystem				
U_a	100	100	230	V
U_g	0	0	—1,7	V
I_a	3,5	10	1,2	mA
S	2,5	5,5	1,6	mA/V
μ	70	50	100	
R_i	28	9	62,5	kΩ
Pentodensystem				
U_a	170	170	170	V
U_{g2}	170	170	170	V
U_{g1}	—11,5	—18,5	—2,5	V
I_a	41	41	56	mA
I_{g2}	8	2,7	6	mA
S	7,5	8,5	10,5	mA/V
$\mu_{g2/g1}$	9,5	7	21	
R_i	16	25	48	kΩ

Dynamische Kennwerte des Pentodensystems

	PCL 82	PCL 85	
U_a	50	50	V
U_{g2}	170	170	V
U_{g1}	—1	—1	V
$\hat{i}_a$	135	200	mA
$\hat{i}_{g2}$	43	35	mA

Um das Absinken der Kennwerte während der Lebensdauer sowie eine Netzunterspannung bis zu 10% von vornherein in Rechnung zu stellen, empfiehlt es sich, in der Praxis die Schaltung so auszulegen, daß der Höchstwert des Anodenspitzenstromes höchstens 50% der oben angegebenen Werte beträgt.

Grenzwerte

	PCL 82	PCL 85	
Triodensystem			
$U_{a\,max}$	250	250	V
$N_{a\,max}$	0,5	0,5	W
$I_{k\,max}$	15	15	mA
$\hat{i}_{k\,max}$	100	100	mA
$R_{g\,max}$	3	3,3	MΩ
$U_{f/k\,max}$	200	200	V
Pentodensystem			
$U_{aL\,max}$	900	550	V
$U_{a\,max}$	300	250	V
$\hat{u}_{a\,max}$	2,5	2	kV
$N_{a\,max}$	5 (7)	7 (9)	W
$U_{g2\,max}$	250	250	V
$N_{g2\,max}$	1,8(3,2)	1,5 (2)	W
$I_{k\,max}$	50	75	mA
$R_{g1\,max}$	2	2,2	MΩ
$U_{f/k\,max}$	200	200	V
Kapazitäten			
$c_{g1P/aP}$	< 0,3	< 0,6	pF
$c_{g1T/f}$	< 0,02	< 0,15	pF
$c_{g1P/f}$	< 0,3	< 0,2	pF
$c_{gT/aP}$	< 0,02	< 0,03	pF
$c_{g1P/aT}$	< 0,02	< 0,08	pF

Leistungspentode für Horizontal-Ablenkstufen PL 500

Für die Zeilenendstufe wurde auch bei 110° Ablenkung die PL 36, die eigentlich für 90° Ablenkung entwickelt war, übernommen. Bei 110° Ablenkung mußte man jedoch sehr weit bis zum Knie der Kennlinie, der Anodengrenzspannung, aussteuern. Besonders kritisch wurde es beim Übergang zu den „short-short-neck-Röhren", den Bildröhren mit scharfen Ecken; hierbei ist die Aussteuerung besonders weit zu treiben. Man kam daher oft in das Übernahmegebiet, wo der Schirmgitterstrom stark ansteigt und die maximal zulässige Schirmgitterbelastung überschritten wird. Es lag daher der Wunsch nach einer Röhre vor, die eine bessere Stromverteilung und einen höheren Spitzenstrom als die PL 36 aufweisen konnte. Von Valvo wurde nun eine solche Röhre, die PL 500 (Bild 4), entwickelt. Sie wird aber nicht nur von Valvo, sondern auch von Telefunken, Siemens und Lorenz hergestellt.

---

[1]) bei $I_a = 20\,\mu A$

[2]) Siehe: Neue westdeutsche Rundfunkröhren; radio und fernsehen 19 (1960) S. 623

Entmagnetisieren von Tonköpfen und Bandführungsteilen

Tonköpfe und Bandführungsteile eines Tonbandgeräts werden magnetisiert, wenn man sie mit magnetischen Werkzeugen berührt. Bei der Wiedergabe eines bespielten Bandes ist dann ein unangenehmes Rauschen zu hören. Die Tonköpfe können jedoch mit einer Löschdrossel völlig entmagnetisiert werden. Dabei wird die eingeschaltete Löschdrossel mehrmals an die Tonköpfe herangeführt und wieder entfernt. Am Schluß darf der Strom jedoch erst dann abgeschaltet werden, wenn man die Löschdrossel mindestens 50 cm von den Tonköpfen entfernt hat.

Reinigung verschmutzter Tonköpfe

Verschmutzte Tonköpfe haben verzerrte, dumpf klingende Aufnahmen zur Folge. Selbst dann, wenn die Aufnahme auf einem Gerät mit einwandfreien Tonköpfen gemacht wurde, wird sie auf einem Gerät mit verschmutzten Köpfen dumpf wiedergegeben. Die hohen Frequenzen sind nicht zu hören.
Verschmutzte Tonköpfe lassen sich jedoch leicht reinigen. Man schraubt die Deckplatte des Geräts ab und säubert die dann freistehenden Köpfe mit einem in Spiritus getauchten Läppchen. Außerdem empfiehlt sich, gelegentlich auf die gleiche Art Tonrolle, Gummiandruckrolle und alle Bandführungsteile zu reinigen. Die Tonköpfe dürfen dabei auf keinen Fall mit harten Gegenständen oder magnetischen Werkzeugen berührt werden.

Aus Mitteilungen der BASF, H. 27

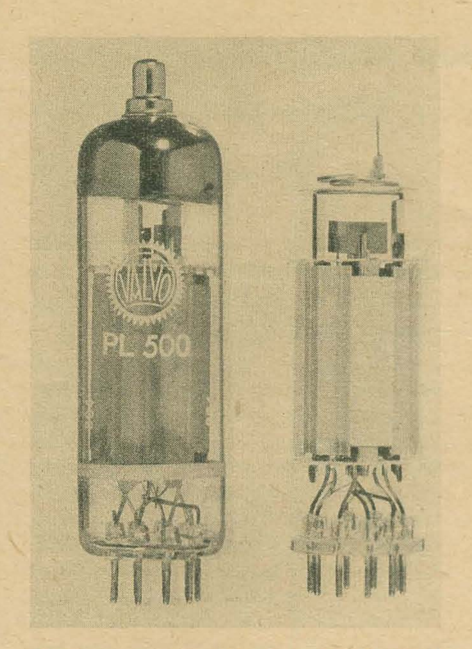


Bild 4: Leistungspentode PL 500 für Horizontalablenkstufen, System mit Kammeranode

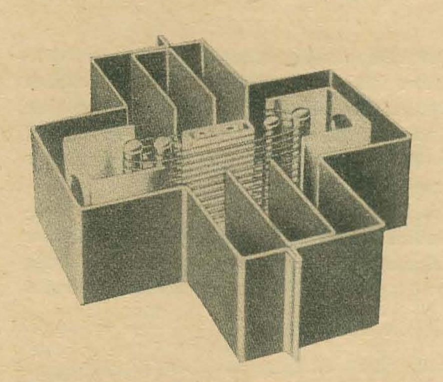


Bild 5: Systemaufbau der PL 500, es sind deutlich die Bremsbleche sowie die als Sekundärelektronenfalle wirkenden Kammern der Anode zu erkennen. Fotos: Valvo Pressestelle

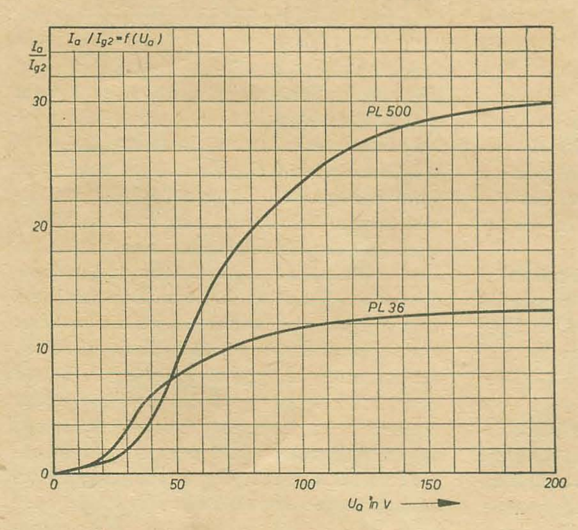
Der Schirmgitterstrom einer Röhre setzt sich aus zwei Faktoren zusammen: Einmal treffen von der Katode kommende Primärelektronen direkt auf das Schirmgitter, zum andern landen Sekundärelektronen, die durch den Primärelektronenstrom aus der Anode herausgeschlagen werden, auf dem Schirmgitter. Der erste Stromanteil läßt sich dadurch klein halten, daß man die Schirmgitterwindungen im Schatten der Steuergitterwindungen anordnet. Bei der PL 500 wird nun auch der zweite Stromanteil dezimiert, und zwar dadurch, daß man die Anode in vertikale Kammern aufteilt (Bild 5), die als Fallen für die Sekundärelektronen dienen. Zusätzlich wird noch, da die Bremselektrode als Strahlblech ausgebildet ist und den Elektronenstrom bündelt, eine Potentialsenke geschaffen, also die Raumladung zwischen Anode und Schirmgitter vergrößert, wodurch die Sekundärelektronen zurückgedrängt werden. Durch diese Maßnahmen erreicht man eine sehr günstige Stromverteilung (Bild 6) und kann dadurch den Anodenspitzenstrom erhöhen (Bild 7), ohne eine Überlastung des Schirmgitters befürchten zu müssen.
Weiterhin wurde erreicht, daß selbst beim 819-Zeilensystem (4-Norm-Geräte), bei einer Betriebsüberspannung von 10% (240 V) und einer Hochspannung von 16 kV die Grenzdaten nicht erreicht werden und ein sicheres Arbeiten gewährleistet ist.
Die PL 500 hat nicht wie die PL 36 einen Oktalsockel. sondern einen Magnovalsockel. Das ist ein Sockel mit der Stiftanordnung einer Novalröhre, jedoch mit einem Durchmesser von 30,2 mm und einem größeren Teilkreis. Hierdurch wird ein besserer Wärmehaushalt erzielt.
Zum Vergleich seien zwei dynamische Einstellwerte für die PL 36 und die PL 500 aufgeführt:

	PL 36	PL 500
U_a	190	190 V
U_{g2}	190	190 V
U_{g1}	0	0 V
I_a	640	735 mA
I_{g2}	50	32 mA
I_a/I_{g2}	12,8	23

Die Meßwerte der PL 500 sind:

U_a	75 V
U_{g2}	200 V
U_{g1}	—10 V
$\hat{i}_a$	440 mA
$\hat{i}_{g2}$	37 mA

Hierzu ist zu bemerken, daß es sich hier um dynamische Meßwerte handelt, die nur mit dem Oszillografen zu messen sind. Eine Einstellung dieser Meßwerte auf dem Röhrenprüfgerät darf auf keinen Fall vorgenommen werden, da man sonst die Röhre zerstören würde.



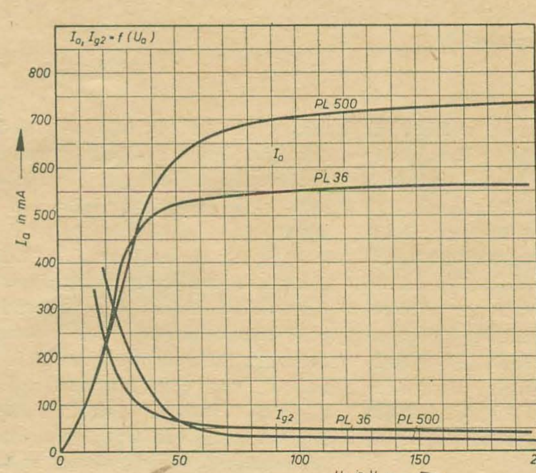


Bild 6 (links): Stromverteilung I_a/I_{g2} bei der PL 36 und bei der PL 500

Bild 7: Die Anodenkennlinien der PL 500 im Vergleich mit denen der PL 36

BAUANLEITUNG:

L-Meßgerät für Hochfrequenzspulen

BERTHOLD KALUSNIAK

Das nachstehend beschriebene Gerät ermöglicht es, Induktivitäten im Bereich von etwa 0,2 μH ··· 19 mH mit ausreichender Genauigkeit zu messen. Außerdem sind relative Vergleichsmessungen der Spulengüte und Kapazitätsbestimmungen zwischen 20 und 1000 pF möglich. Bei Bedarf kann ferner eine Eichung in Kernfaktoren angebracht werden. Eine weitere Anwendungsmöglichkeit besteht darin, durch Anschaltung einer bekannten Induktivität — die als Suchspule gefertigt werden kann — das Gerät als passiven Frequenzmesser zu benutzen.

Schaltung

Das Gerät besteht im wesentlichen aus dem Oszillator, dem Meßkreis und dem Anzeigeteil. Auf die Wiedergabe des Netzteiles und seine Beschreibung wurde hier verzichtet, da hier ohne weiteres eine der üblichen Schaltungen mit Stabilisierung der Anodenspannung angewandt werden kann. Zu beachten ist lediglich, daß die Zuführung der Anoden- und Heizspannung in den abgeschirmten Oszillator in bekannter Weise zu verdrosseln ist, damit HF-Ausstrahlungen über das Lichtnetz vermieden werden.

Der Oszillator ist in bekannter Weise in Eco-Schaltung aufgebaut, wodurch weitgehende Frequenzkonstanz bei unterschiedlicher Belastung erreicht wird. Zum Unterschied von sonst üblichen L-Meßschaltungen wird bei diesem Gerät ein in [1] näher beschriebenes Prinzip angewandt, welches für den Abgleich des Gerätes sowie die Herstellung der Ableseskalen erhebliche Vorteile mit sich bringt. Es besteht im wesentlichen darin, daß der Oszillator konstant auf fünf umschaltbaren Festfrequenzen schwingt und die Variation im Meßkreis durch Drehkondensatoren vorgenommen wird. Die Wahl der Festfrequenzen ist von den gewünschten Meßbereichen sowie den Parallelkapazitäten im Meßkreis abhängig. Im vorliegenden Fall wurden sie zu 100 kHz, 316 kHz, 1 MHz, 3,16 MHz und 10 MHz gewählt. Die HF wird über C_8 an den Meßkreis gekoppelt.

Der Meßkreis besteht aus der gesuchten Induktivität L_x und einem System von Reihen-, Parallel- und Drehkondensatoren. Bei richtiger Wahl der einzelnen Werte ergibt sich eine für alle fünf Meßbereiche (Oszillatorfrequenzen) gleichbleibende, fast linear verlaufende Eichung. Dabei ist wesentlich, daß eine ausreichende Parallelkapazität in jedem Falle der zu messenden Spule parallel liegt, um Verfälschungen durch die Eigenkapazität der Spule klein zu halten.

Wenn bei gleichbleibender Frequenz L-Werte im Verhältnis 1 : 10 erfaßt werden sollen, so muß auch die Kapazitätsvariation im gleichen Verhältnis möglich sein. Das ist infolge des notwendigen hohen Anfangs-Parallel-C nicht ohne weiteres möglich. Deshalb wurde hier jeder Meßbereich nochmals im Verhältnis 1 : 3,5 unterteilt. Dadurch ergibt sich eine ausreichende Überschneidung der Meßbereiche (1 : 3,5 / 3 : 10,5 / 10 : 35 usw.), wodurch wiederum das Ablesen von Werten am Skalenende sowie auch das Eichen des Gerätes ohne erhebliche Hilfsmittel erleichtert wird.

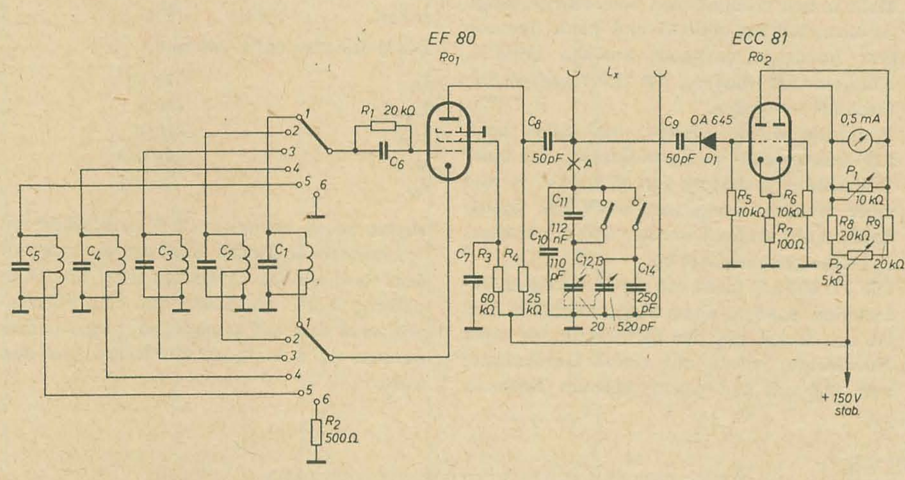


Bild 1: Schaltbild des L-Meßgerätes

Wichtig für die Auslegung des Meßkreises ist die Kenntnis oder die genaue Feststellung des Kapazitätsvariation des verwendeten Doppeldrehkondensators. Hierfür wurde im vorliegenden Falle ein Wert von 20 ··· 520 pF ermittelt, was eine Kapazitätsvariation von 2 × 500 = 1000 pF ergibt. Bei der geforderten Variation von 1 : 3,5 errechnet sich die notwendige Anfangskapazität in diesem Teilbereich nach der Gleichung

$$C_{min} = \frac{C_{Variation}}{\frac{C_{max}}{C_{min}} - 1}$$

Da der Ausdruck $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ im Nenner der Gleichung gleich $\frac{3,5}{1}$ ist, ergibt sich nach Einsetzen der Werte $\frac{1000}{\frac{3,5}{1} - 1} = 400$ pF.

Der Anfangskapazität des Doppeldrehkondensators müssen also 360 pF parallel geschaltet werden, um diesen Wert zu erreichen. Die Endkapazität ergibt sich aus $C_{min} + C_{Variation} = 400 + 1000 = 1400$ pF. Das C-Verhältnis entspricht also 1 : 3,5.

Die Bemessung der C-Werte im zweiten Teilbereich kann leicht durch Einsetzen der bisher bekannten Werte in die Proportionsgleichung 1 : 3,5 = 3 : 10,5 gefunden werden. Es ergibt sich die Endkapazität $C_{max} = \frac{1400}{3} = 466$ pF und die Anfangskapazität $C_{min} = \frac{1400}{10,5} = 132$ pF. Letzterer Wert kann ohne Nachteile auf 130 pF abgerundet werden. In diesem Teilbereich wird nur mit einem Statorpaket des Doppeldrehkondensators gearbeitet. C-Parallel ergibt sich aus C_{min} — Anfangs-C = 110 pF. Da ein C_{max} von 466 pF verlangt wird und 110 pF auf C_p entfallen, muß der Drehkondensator eine C-Varation von 20 ··· 356 pF liefern. Der erforderliche Reihenkondensator errechnet sich in bekannter Weise nach

$$\frac{1}{C_x} = \frac{1}{C_{ges}} - \frac{1}{C_{max\,(Drehko.)}}$$

$$= \frac{1}{356} - \frac{1}{520} = \frac{1}{1130}$$

$C_{Reih.}$ ist also 1130 pF.

Wie aus der Schaltung ersichtlich ist, besteht die Meßkreiskapazität im ersten Teilbereich bei offenem Schalter aus einem Drehko-Paket und dem Reihen-C C_{11} von 1130 pF sowie dem parallel liegenden C_{10} von 110 pF. Bei geschlossenem Schalter, also im zweiten Teilbereich, ist der Reihenkondensator des ersten Drehko-Paketes kurzgeschlossen und dadurch die volle C-Variation wirksam. Zusätzlich mit dem zweiten Drehkopaket wird ein weiterer Parallelkondensator von 250 pF eingeschaltet, der zusammen mit C_{10} die geforderten 400 pF einschließlich Anfangs-C des Drehkos ergibt. Dadurch wird das angestrebte C-Verhältnis in beiden Teilbereichen mit geringen Abweichungen erreicht. Somit ergibt sich folgende Unterteilung des gesamten Meßbereiches:

Oszillatorfrequenz	Teilbereich A Meßkreisschalter offen	Teilbereich B Meßkreisschalter geschlossen	L — Werte gesamt
100 kHz	19,5 ··· 5,4 mH	6,3 ··· 1,8 mH	19,5 ··· 1,8 mH
316 kHz	1,95 ··· 0,54 mH	0,63 ··· 0,18 mH	1,95 ··· 0,18 mH
1 MHz	195 ··· 54 μH	63 ··· 18 μH	195 ··· 18 μH
3,16 MHz	19,5 ··· 5,4 μH	6,3 ··· 1,8 μH	19,5 ··· 1,8 μH
10 MHz	1,95 ··· 0,54 μH	0,63 ··· 0,18 μH	1,95 ··· 0,18 μH

Es ist also ersichtlich, daß die Meßbereiche übereinstimmen und sich in ausreichendem Maße überlappen. Es genügt folglich eine Skala mit zwei Eichungen für die beiden Teilbereiche, die in allen fünf Meßbereichen lediglich mit dem entsprechenden Dezimalwert abgelesen werden kann.

Als Anzeigeteil fand ein einfaches Röhrenvoltmeter mit der Doppeltriode ECC 81 Verwendung. Wenn im Meßkreis Resonanz besteht, findet eine Spannungserhöhung statt, die über C_9 an den HF-Gleichrichter übertragen wird. Mit der an der Germaniumdiode OA 645 entstehenden negativen Spannung wird die erste Triode angesteuert und damit die Brücke aus dem Gleichgewicht gebracht, wodurch das Meßinstrument ausschlägt. Die Empfindlichkeit und damit die Größe des Zeigerausschlages kann weitgehend mit P_1 geregelt werden. P_2 dient zum Nullabgleich, der zweckmäßig bei abgeschaltetem Oszillator vorgenommen wird. Im Meßbereich 1 ··· 3 ist nämlich der Widerstand der Meßkreiskondensatoren auch bei geschlossenem Schalter und voll eingedrehtem Drehko gegenüber der Frequenz von 0,1 ··· 1 MHz noch relativ hoch, so daß auch ohne Anschaltung einer Induktivität HF über den Gleichrichter an die ECC 81 gelangt und das Röhrenvoltmeter ansteuert. Somit ist in diesen Bereichen ein geringer Zeigerausschlag ständig vorhanden. Dieser kann jedoch mit P_1 weitgehend verkleinert werden und beeinträchtigt nicht die Ablesbarkeit der Resonanzanzeige.

In den Bereichen 4 und 5 ist die Länge der Zuleitung zur Induktivität bereits von erheblichem Einfluß auf das Meßergebnis. Deshalb ist die Zuleitung von den Meßkreiskondensatoren zu den L_x-Buchsen so kurz wie möglich zu halten.

Die Empfindlichkeit ist auch in den Bereichen kleiner L-Werte, trotz der hohen Parallelkapazität und des damit ungünstigen LC-Verhältnisses, in jedem Falle ausreichend. So konnte mit einer zu einer Schlinge gelegten und als L angeschlossenen etwa 30 cm langen Prüfstrippe bei etwa 0,3 μH Vollausschlag des Meßinstrumentes bei Resonanz erreicht werden, obwohl der Empfindlichkeitsregler P_1 nur zu zwei Dritteln aufgedreht war.

Aufbau

Es ist darauf zu achten, daß der Oszillator sorgfältig abgeschirmt wird. Zuleitungen der Heiz- und Anodenspannung sind zu verdrosseln. Die Luftzirkulation muß gewährleistet sein, um einen Temperaturgang des Oszillators klein zu halten. Eine Abschirmung des Meßkreises erwies sich nicht als erforderlich. Wenn sie vorgesehen wird, ist im Interesse der Vermeidung von Verlusten eine hochwertige Isolation der Leitungsführung und der Meßbuchsen vorzusehen. Da die Abschirmung mit in die Parallelkapazität eingeht, ist auf genügenden Abstand von den Kondensatoren zu achten.

Anstelle des Röhrenvoltmeters kann auch eine andere Anzeigeschaltung, etwa mit magischem Auge, gewählt werden.

Die Anodenspannung ist möglichst zu stabilisieren, insbesondere für den Oszillator.

Inbetriebnahme und Abgleich

Nach letzter Kontrolle der Verdrahtung wird das Gerät zunächst ohne Röhren an das Netz angeschlossen und die Heiz- und Anodenspannung kontrolliert. Anschließend wird die ECC 81 gesteckt und die Funktion des Röhrenvoltmeters überprüft. Das geschieht am besten durch Anschalten einer 1,5-Volt-Monozelle an das Gitter der ersten Triode (plus an Masse, minus an Gitter). Das Meßinstrument muß nun bei aufgedrehtem P_1 einen deutlichen Ausschlag zeigen. Vorher ist allerdings mittels P_2 der Zeiger auf null zu trimmen. Schlägt das Instrument nach der falschen Seite aus, so sind die Anschlüsse umzupolen.

Eine Eichung des Meßinstruments ist nicht angebracht bzw. erforderlich, da ohnehin nur relative Werte gemessen werden und der Zeigerausschlag nur zur Resonanzanzeige des Meßkreises dient.

Nachdem das Röhrenvoltmeter arbeitet, wird der Oszillator in Betrieb genommen. Die EF 80 wird gesteckt und ein mA-Meter an die kalte Seite der Schirmgitter-Zuleitung geschaltet. Dann wird festgestellt, ob der Oszillator in jedem Bereich schwingt, was sich durch einen Zeigerrückgang nach vorherigem Ansteigen während des Anheizens äußert.

Es empfiehlt sich, zunächst die Oszillatorspule für den Bereich 1 zu wickeln und den Oszillator genau auf 100 kHz abzugleichen. Die anderen Spulen des Oszillators können dann mit dem Gerät selbst eingemessen werden. In der vorliegenden Schaltung wurden Spezialspulenkörper, die gerade vorhanden waren, verwendet, so daß sich eine Wickelangabe nicht machen läßt, weil in den meisten Fällen auf vorhandene Wickelkörper zurückgegriffen werden wird.

Steht ein Meßsender und ein Kapazitätsmeßgerät zur Verfügung, so sind damit die Festfrequenzen des Oszillators abzugleichen und der Kapazitätsgang des Meßkreises in beiden Teilbereichen festzustellen. Dann kann die zur Resonanz mit der jeweils eingestellten Frequenz erforderliche Induktivität errechnet und unmittelbar auf die Skala übertragen werden. Da viele Bastler und Amateure jedoch nicht über derartige Hilfsmittel verfügen, wird nachfolgend eine Abgleichmethode beschrieben, die auch durch den Unerfahrenen ohne besondere Hilfsmittel angewandt werden kann.

Man beginnt zweckmäßig mit dem Abgleich des Oszillators im Bereich 1 auf 100 kHz. Die Schwingkreisspule wird ungefähr auf 5 mH gewickelt. Die Anzapfung liegt etwa bei einem Viertel der Windungszahl vom kalten Ende her. Nun wird die heiße Buchse von L_x mit der Antennenbuchse eines Rundfunkempfängers verbunden, der eine gut geeichte Skala in kHz aufweist. Durch Veränderung des Spulenkernes oder durch Veränderung des Kondensators C_1 wird nun der Oszillator so eingestellt, daß beim Durchdrehen des Mittelwellenbereiches an allen vollen 100 kHz das magische Auge des Rundfunkempfängers einen Ausschlag zeigt. Das beginnt bei 600 kHz und setzt sich über 700, 800 usw. bis 1600 kHz fort. Wird dieser Abgleich sorgfältig vorgenommen, so liegt die Oszillatorfrequenz mit hinreichender Genauigkeit auf dem Sollwert. Nunmehr wird auf der herausgeführten Achse des Doppeldrehkos im Meßkreis ein Zeiger aus Plexiglas oder Zelluloid angebracht, der über eine Halbkreisskala gleitet, auf der vorerst mit Bleistift eine Teilung in 180° aufgebracht wurde. Dann werden verschiedene engtolerierte Kapazitäten zwischen 100 und 1000 pF zur Hand genommen. Der Meßkreis wird am Punkt A getrennt. Mit verschiedenen Spulen aus der Bastelkiste, die sich durch Abstimmkerne verändern lassen, wird nun versucht, durch Parallelschalten der Kondensatoren und Anschließen dieses „Schwingkreises" an die Buchse L_x Resonanz zu erhalten. Wenn das der Fall ist, wird die zugehörige Kapazität abgeschaltet und die Spule an den nun wieder angeschlossenen Meßkreis gelegt. Durch Betätigung des Drehkondensators wird nun der Resonanzpunkt wieder eingestellt, der Winkel des Drehkos (z. B. 80°) entspricht der vorher verwendeten Festkapazität. Dieses Verfahren wird mit mehreren Spulen und Festkapazitäten wiederholt, die gefundenen Kapazitätswerte und der eingestellte, gleichwertige Drehwinkel werden in einer Kurve auf Millimeterpapier festgehalten. Auf diese etwas mühevolle Weise läßt sich der Kapazitätsgang des Drehkos in den Bereichen A und B mit hinreichender Genauigkeit, die wiederum von der Toleranz der Kondensatoren abhängt, bestimmen. Die Genauigkeit ist auch dadurch zu verbessern, daß recht viele Punkte auf der Gradskala ermittelt werden, d. h., Kapazitätswerte in ausreichender Anzahl durch Änderung der Probierspulen und -kondensatoren in ausreichender Zahl vorhanden sind. So kann eine möglichst genaue Kurve gebildet werden, die sich über die gesamte Variation des Meßkreises, also von 130 ··· 1400 pF erstrecken muß. Nach Feststellung des Kapazitätsgangs auf der 180°-Teilung kann die Skala nunmehr mit einer Eichung in pF erfolgen. Es empfiehlt sich, diese Eichung auf der Skala zu belassen, da mit ihr später auch C-Werte bestimmt werden können. Nun kann für die Teilbereiche A und B des Meßkreises anhand der Resonanzgleichung die erforderliche Induktivität bei einer Frequenz von 100 kHz berechnet werden. Die gefundenen Werte werden bei gleichen Drehkondensatoren den angegebenen L-Werten für Bereich 1 entsprechen und können nun ebenfalls auf die Skala, in zwei Teilungen selbstverständlich, übertragen werden. Da alle anderen Bereiche mit gleicher Eichung arbeiten, ist es nunmehr nur noch erforderlich, die weiteren vier Bereiche des Oszillators ab-

zugleichen. Die Werte für L und C können der Tabelle 1 entnommen werden. Mit den bereits abgestimmten Bereichen können dabei die L-Werte für den folgenden Bereich eingemessen werden.

Der Oszillator wird nun mit der eingemessenen Spule für Bereich 2 zum Schwingen gebracht. Die Anzapfung beträgt immer ein Viertel bis ein Drittel der Windungszahl vom unteren kalten Ende. Nun wird eine Versuchsspule so hergerichtet, daß ihr L-Wert am Ende des Bereichs 1, Teilbereich B, liegt, also etwa bei 1,9 mH. Da die Bereiche sich überschneiden, wird der gleiche Wert nun im Bereich 2, Teil A, aufgesucht, der Zeiger der Skala also auf 19 mH gestellt. Nun wird die Schwingkreisspule des Oszillators so lange verstimmt, bis an dieser Stelle Resonanz angezeigt wird. Um Mehrdeutigkeiten zu vermeiden, ist dieser Abgleich mehrmals zu wiederholen, gegebenenfalls mit veränderten Versuchssspulen, deren Wert allerdings in dem Überschneidungsbereich liegen muß. Bei sorgfältiger Abstimmung liegt die Oszillatorfrequenz ebenfalls wieder richtig bei 316 kHz. Eine weitere Eichung ist nicht erforderlich, es muß lediglich bei Messungen der abgelesene Wert mit dem Faktor 0,1 multipliziert werden. Nun erfolgt die weitere Eichung wieder mit der Einmessung einer Schwingkreisspule für Bereich 3 mit einem Wert, der im Bereich 2 gemessen werden kann. Zum Abgleich der Oszillatorfrequenz wird wieder eine Versuchsspule genommen, die am Ende des Teilbereichs 2 B liegt. Der Wert wird am Anfang des Teilbereichs 3 A auf der Skala eingestellt und mit dem Oszillator auf Resonanz abgestimmt. Damit liegt die Frequenz bei 1 MHz. Ebenso wird mit dem Abgleich der letzten Bereiche verfahren. Die Methode ist natürlich zeitraubend und verlangt besondere Sorgfalt, weil jeder Fehler in die nächsten Bereiche „hineintransformiert" wird und sich von Bereich zu Bereich vergrößert.

Zur besseren Ablesung der gemessenen Werte wird empfohlen, die Angaben auf der Skala am besten den Werten des Bereichs 3 entsprechend aufzutragen, also von 195 bis 18 μH. Die Schalterstellungen der Bereiche 2 und 1 werden dann mit der Beschriftung: × 10 bzw. × 100, die der Bereiche 4 und 5 mit: × 0,1 bzw. × 0,01 gekennzeichnet. Sie ergibt den Multiplikationsfaktor für die Messung bzw. den abgelesenen Skalenwert. Bei sorgfältiger Vornahme des Abgleichs kann auf diese Weise auch ohne Hilfsmittel ein ausreichend genauer Abgleich erzielt werden.

Anwendungsmöglichkeiten

L-Messung

L_x wird an die Buchse des Meßkreises angeschlossen. Mit dem Bereichsschalter wird der ungefähre Meßbereich eingestellt. Hierzu erwirbt man schnell die nötige Erfahrung, aus der Windungszahl und dem „Aussehen" der Spule auf die ungefähre Induktivität zu schließen. Durch Betätigen des Skalenknopfes wird der Drehko durchgedreht, falls erforderlich der Teilbereich umgeschaltet und auf Resonanz, also größten Zeigerausschlag des Meßinstruments, abgestimmt. Skala nicht zu schnell drehen, da der Resonanzpunkt besonders bei gutem L/C-Verhältnis sehr scharf ist und bei schnellem Überdrehen leicht übersehen werden kann. Gefundenen Wert ablesen (dabei auf richtige, dem Teilbereich entsprechende Teilung achten) und mit dem am Bereichsschalter gefundenen Faktor multiplizieren. Die Oberwellen des Oszillators ergeben ebenfalls Resonanzstellen, die jedoch so gering sind, daß sie anhand des Zeigerausschlages leicht von der tatsächlichen Resonanz unterschieden werden können. Auch hier ergibt sich durch die Übung das richtige Gefühl. Die Stellung des Empfindlichkeitsreglers ist so einzustellen, daß sich ein gut erkennbarer Ausschlag des Zeigers bis in das letzte Drittel der Skala ergibt.

C-Messung

Eine beliebige Spule wird angeschlossen und auf Resonanz abgestimmt. Der durch die Skala angezeigte C-Wert des Meßkreisdrehkos bzw. der Meßkreiskapazität wird abgelesen. Nun wird die unbekannte Kapazität der Spule parallel geschaltet und die Skala nach kleineren C-Werten bis zur erneuten Resonanz verstellt. Die nunmehr angezeigte Kapazität wird von der Skala abgelesen. Die Differenz entspricht der zu messenden Kapazität.

Relative Gütebestimmung

Spulen gleicher Induktivität werden bei gleichbleibender Stellung des Empfindlichkeitsregler angeschlossen. Der Zeigerausschlag ist bei jener Spule am größten, die die höchste Güte aufweist.

Bestimmung von Kernfaktoren

Auf einen Spulenkörper mit unbekanntem Kernfaktor werden 100 Windungen aufgebracht und die Induktivität gemessen. Der Kernfaktor kann nunmehr leicht errechnet werden. Es besteht auch die Möglichkeit, verschiedene Spulenkörper mit je 100 Windungen zu probieren und auf der Skala eine Eichung in Kernfaktoren anzubringen.

Anwendung als passiver Frequenzmesser

Eine Spule bekannter Induktivität wird an L_x angeschlossen. Es ist möglich, diese Spule mit einer etwa 30 ··· 50 cm langen Zuleitung als Suchspule auszubilden. Die Zuleitung ist bei den höheren Bereichen in die Induktivität einzubeziehen, sie muß also mit der Spule zusammen ausgemessen werden. Bei Annäherung an aktive Schwingkreise, z. B. Oszillatoren usw. wird mit der Skala auf Resonanzanzeige des Meßinstruments abgestimmt und aus dem bekannten L der Suchspule und dem angezeigten C-Wert die Frequenz errechnet. Mit einigen Suchspulen verschiedener Werte, die mittels Stecker an die gleichbleibende Zuleitung angeschlossen werden, kann so ein weiter Frequenzbereich überstrichen werden.

Tabelle 1

Schalterstellung	Oszillatorfrequenz	L-Wert	C-Wert
1	100 kHz	etwa 5 mH	500 pF
2	316 kHz	etwa 2 mH	125 pF
3	1 MHz	etwa 0,25 mH	100 pF
4	3,16 MHz	etwa 30 μH	80 pF
5	10 MHz	etwa 6 μH	40 pF
6	—		

Literatur

[1] H. Brauns: Ein Induktivitätsmeßgerät für Hochfrequenzspulen; Funktechnik 13 (1952) S. 360

Allwellenempfang mit handelsüblichen Tastensätzen

Dipl.-Ing. IVAR VEIT

Die im Handel erhältlichen Super-Tastensätze sind entsprechend ihrem Verwendungszweck nur zum Empfang von Rundfunksendungen ausgelegt, d. h. die den kommerziellen Funkdiensten vorbehaltenen Frequenzbereiche (z. B. Grenzwellenbereich zwischen MW- und KW-Rundfunk von 1,6 ··· 3,5MHz) fehlen. Den Durchschnittsrundfunkhörer stört das wenig. Wie gern dagegen besäße manch ein Funkamateur oder Berufsfunker einen eigenen Allwellenempfänger. Leider sind derartige Geräte nur schwer erhältlich und nicht gerade billig. Wie man durch Erweiterung eines handelsüblichen Tastensatzes relativ preiswert und einfach zu einem Allwellen-Eingangsteil kommen kann, zeigt der nachstehende Beitrag. Vorausgesetzt wird eine gewisse Mindestpraxis beim Aufbau von Überlagerungsempfängern.

Für das vorliegende Mustergerät wurde zunächst der Neumann-Tastenspulensatz TSp 7/56 nachgebaut; genausogut hätte man ihn auch fertig bewickelt und vorabgeglichen über den Fachhandel beziehen können. Bei einer ZF von 468 kHz besitzt laut Neumann-Prospekt der TSp 7/56 folgende Wellen-, bzw. Frequenzbereiche:

Taste	Bereich	Wellenlänge; Frequenz	Abgleichpunkte
1	TA	(Schalter)	
2	LW	750 ··· 2000 m ≙ 400 ··· 150 kHz	1735 m ≙ 173 kHz
3	MW	185 ··· 575 m ≙ 1620 ··· 522 kHz	197,5 m ≙ 1,52 MHz
			536 m ≙ 560 kHz
4	KW 3	41,7 ··· 88,5 m ≙ 7,19 ··· 3,39 MHz	80 m ≙ 3,75 MHz
5	KW 2	22,7 ··· 46,2 m ≙ 13,21 ··· 6,49 MHz	44 m ≙ 6,82 MHz
6	KW 1	18,5 ··· 25,8 m ≙ 16,2 ··· 11,62 MHz	23 m ≙ 13,04 MHz
7	UKW	(Schalter)	

Im Gesamtbereich von 150 kHz ··· 16,2 MHz wären demnach zwei Lücken zu schließen:
a) 400 ··· 522 kHz (500 kHz — Seenotwelle)
b) 1,62 ··· 3,39 MHz.
Dazu sind gerade noch zwei Tasten (TA und UKW) frei. Vom UKW-Umschalter wäre lediglich der darauf befestigte ZF-Saugkreis zu entfernen und an einen anderen Ort zu verlegen. Sollte für den Bereich 400 ··· 522 kHz weniger Interesse bestehen, dann kann an dieser Stelle bei Verwendung eines kombinierten AM/FM-Abstimmkondensators mit dem UKW-Drehko der Frequenzbereich nach oben erweitert werden (z. B. 15,8 ··· 25 MHz). Die Musterausführung beschränkt sich darauf, die Lücke zwischen MW und KW 3 zu schließen.

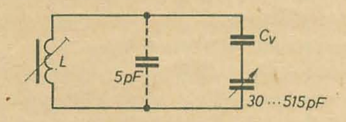


Bild 1: Einheitliche Schaltung für Vor- und Oszillatorkreis

Es ist zweckmäßig, die Anfangs- und Endfrequenz so zu legen, daß die Nachbarbereiche überlappt werden. Damit ergeben sich folgende Ausgangswerte für die Berechnung:
Vorkreis: 1,5 ··· 3,55 MHz
Oszillator: 1,968 ··· 4,018 MHz

$$\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2_{\text{Vorkreis}} = 5{,}6$$

$$\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2_{\text{Oszillator}} = 4{,}16$$

Drehko: $C_a = 30$ pF, $C_e = 515$ pF

Spulen- und Schaltkapazität: etwa 5 pF (Kreuzwickel!). Da das Verhältnis f_e/f_a nur 2,365 bzw. 2,04 beträgt, kann man sich die umständliche Berechnung des Dreipunktgleichlaufs ersparen und unter Zugrundelegung der Anfangs- und Endfrequenz für die Berechnung nur in Bandmitte abgleichen. Auch auf den Parallelltrimmer wird verzichtet. Für die Bandbegrenzung ist lediglich die Reihenkapazität C_v vor dem Drehko bestimmend, wobei die Spulen- und Schaltkapazität von etwa 5 pF (parallel zu L) zu berücksichtigen ist. Damit ergibt sich für Vor- und Oszillatorkreis einheitlich eine Schaltung nach Bild 1.

C_v berechnet man aus der bekannten Proportionalität

$$\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2 = \frac{C_{e\,ges}}{C_{a\,ges}}.$$

Für $C_{e\,ges}$ und $C_{a\,ges}$ kann man die im Bild 1 gegebenen Größen einsetzen:

$$\frac{\dfrac{515 \cdot C_V}{515 + C_V} + 5}{\dfrac{30 \cdot C_V}{30 + C_V} + 5} = \left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2.$$

Die Auflösung dieses Ausdrucks nach C_v führt zu einer quadratischen Gleichung:

$$C_v^2 \cdot \left[(515 + 5) - \left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2 (30 + 5)\right]$$
$$+ C_V \left[1 - \left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2\right] \cdot [5\,(515 + 30) + 515 \cdot 30]$$
$$+ 5 \cdot 515 \cdot 30 \cdot \left[1 - \left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2\right] = 0$$

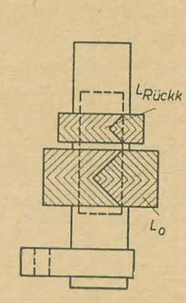


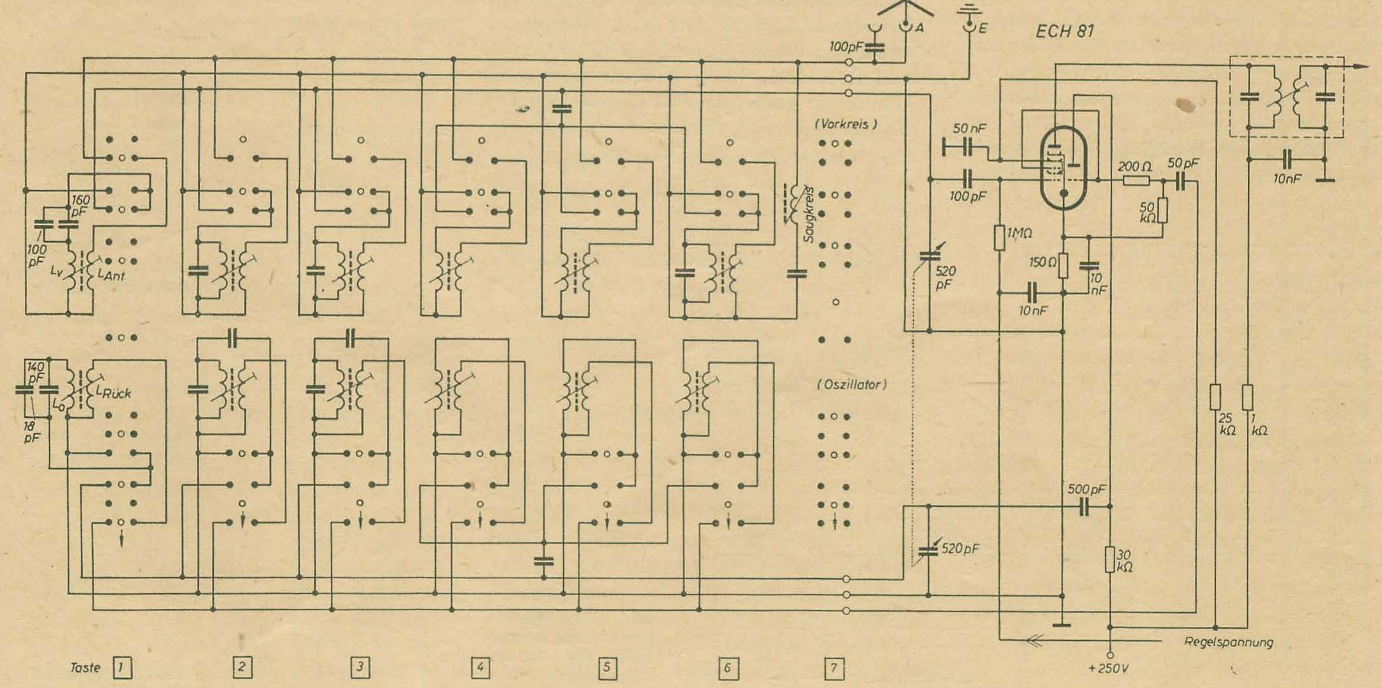
Bild 2: Spulenaufbau mit eingezeichneter Kernstellung

mit dem Ergebnis

$$C_V = \frac{\left[\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2 - 1\right] \cdot 18\,175}{2 \cdot \left[520 - 35\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2\right]} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{309\,000 \left[\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2 - 1\right]\left[520 - 35\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2\right]}{\left\{\left[\left(\frac{f_e}{f_a}\right)^2 - 1\right] \cdot 18\,175\right\}^2}}\right)$$

Hiermit errechnet man die beiden Verkürzungskondensatoren C_v für Vor- und Oszillatorkreis, die man so abrundet, daß sie aus handelsüblichen Exemplaren kombiniert werden können:

Bild 3: Empfängereingang mit erweitertem Tasten-Spulensatz TSp 7/56 (Taste 1 gedrückt)



$C_{v\,Vorkreis} = 100 + 160$ pF; $C_{v\,Oszillator} = 18 + 140$ pF.

Die dazugehörigen Induktivitäten betragen $L_v = 62{,}87\,\mu$H; $L_o = 51{,}9\,\mu$H.

Mit Rücksicht auf den durch den variablen Spulenkern einzuhaltenden Kopplungsfaktor ergibt das folgende Wicklungszahlen:

L_v: 65 Wdg CuSS-Litze 15 × 0,05; Wicklungsbreite 8 mm.

L_o: 52 Wdg CuLS 0,2 mm ∅; Wicklungsbreite 8 mm.

Die Spulen wurden kapazitätsarm im Kreuzwickel auf Stiefelkörpern von 8,5 mm ∅ angebracht (siehe Bild 2) und auf der freien Schalterleiste der TA-Taste montiert.

Die Antennenankopplung an den Vorkreis kann entweder angepaßt oder unterangepaßt erfolgen. Im LW- und MW-Gebiet arbeitet man fast ausschließlich mit Unteranpassung. Dabei verzichtet man auf den nur bei Anpassung erreichbaren maximalen Eingangswert. Der Grund dafür liegt in der Tatsache, daß bei diesen Wellenbereichen Antennen verwendet werden, die von Fall zu Fall verschieden sind und damit keine einheitlichen Verhältnisse gewährleisten. Außerdem, und das ist einer der Hauptgründe, sinkt bei Anpassung ($\Re_{Ant} = \Re_{res} \,||\, R_{el}$) die Trennschärfe des Kreises auf die Hälfte des Leerlaufwertes. Der elektronische Eingangswiderstand R_{el} kann im LW-, MW- und KW-Gebiet gegenüber $\Re_{res}$ vernachlässigt werden. Er ist erst bei Frequenzen zu berücksichtigen, bei denen Laufzeiteffekte in den Röhren auftreten (f > 100 MHz).

Da die Frequenzeinstellung kapazitiv (mit Drehko) erfolgt, ist es am zweckmäßigsten, die hochinduktive Antennenkopplung zu benutzen. Der Hauptvorteil dabei besteht darin, daß die Verstimmung des Gitterkreises weitgehend unabhängig von der Antennenkapazität und damit auch unabhängig von der jeweils verwendeten Antenne ist. Diese Unabhängigkeit ist umso besser gewährleistet, je weiter f_{res} und f_{Ant} auseinander liegen. Die Resonanzfrequenz der Antennenankopplung f_{Ant} wird bestimmt durch die Antennenkapazität und die Ankoppelspule L_{Ant}. Darüber hinaus hat die hochinduktive Ankopplung noch den Vorteil, daß, bedingt durch $f_{Ant} < f_{res}$, eine gute Unterdrückung der Spiegelfrequenzen erreicht wird.

Es läßt sich rechnerisch leicht nachweisen, daß die Bedämpfung des Eingangskreises umso geringer wird, je loser man die Kopplung macht [1]. Ein Koppelfaktor von ≦ 15% ist ausreichend. Eine Übersicht über die einzelnen Antennen-Ankopplungen (einschl. Berechnung) mit ihren Vor- und Nachteilen ist in [2] zu finden.

Unter Benutzung der hochinduktiven Antennenkopplung ergab sich für L_{Ant} im Bild 2:

L_{Ant}: 105 Wdg CuLS 0,2 mm ∅; Wicklungsbreite 8 mm.

Zur Erreichung der losen Ankopplung stehen beide Spulen 5 mm auseinander, und der Spulenkern befindet sich in der unteren der beiden möglichen Stellungen (Bild 2).

Auf die ausführliche Berechnung des Oszillators mit seiner Rückkopplungsstufe wird hier unter Hinweis auf die sehr erschöpfende Literaturstelle [3] ebenfalls verzichtet. Danach wurde für $L_{Rückk}$ folgende Windungszahl ermittelt:

$L_{Rückk}$: 22 Wdg CuLS 0,2 mm ∅; Wicklungsbreite 4 mm.

L_o und $L_{Rückk}$ befinden sich unmittelbar nebeneinander, da hier die Kopplung möglichst fest sein muß.

Der Abgleich erfolgt induktiv in Bandmitte. Bild 3 zeigt den Empfängereingang mit dem erweiterten Spulensatz.

Literatur

[1] I. Veit: Ein Zweikreisempfänger für das 20-m-Band mit regelbarer Vorkreisentdämpfung; Funkamateur 12 (1959) S. 16 bis 19

[2] Pitsch: Funkempfangstechnik I, Antennenankopplung, S. 278 ff.

[3] Dammers, Haantjes, Otte, v. Suchtelen: HF- und ZF-Verstärkung, Mischung und Signalgleichrichtung; Philips Techn. Bibl. S. 155 ff.

Nomogramm zur Berechnung von Dämpfungsgliedern

Durch das Nomogramm (Bild 1) wird ermöglicht, die Teilwiderstände der gebräuchlichen Dämpfungsglieder mit frequenzunabhängigen Ohmschen Widerständen rasch zu berechnen, wenn die gewünschte Dämpfung und der charakteristische Widerstand des Gliedes gegeben sind. Aus den vier Kurven lassen sich die Berechnungsfaktoren für die Widerstände $R_1 \cdots R_4$ der Bilder 2 ⋯ 6 bestimmen. Mit diesen Faktoren ist der gegebene Eingangswiderstand Z_0 zu multiplizieren, damit man die tatsächlichen Werte der Widerstände R_1 bis R_4 erhält.

B e i s p i e l: Ein π-Glied nach Bild 4 soll für einen Eingangswiderstand $Z_0 = 75\,\Omega$ für eine Dämpfung von 10 dB berechnet werden.

Aus den Kurven entnimmt man für R_3 den Berechnungsfaktor 1,9 und für R_4 den Faktor 1,45. Durch Multiplikation mit dem Eingangswiderstand $Z_0 = 75\,\Omega$ erhalten wir die tatsächlichen Werte: $R_3 = 1{,}9 \cdot 75\,\Omega = 142{,}5\,\Omega$ und $R_4 = 1{,}45 \cdot 75\,\Omega = 108{,}8\,\Omega$. Die Werte können in gewissen Grenzen auf gangbare Größen abgerundet werden.

Hans Sutaner

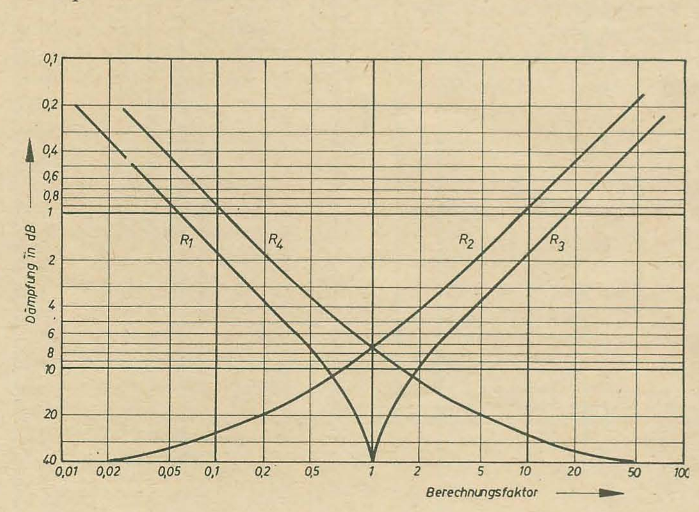


Bild 1: Nomogramm zur Berechnung der Dämpfungsglieder

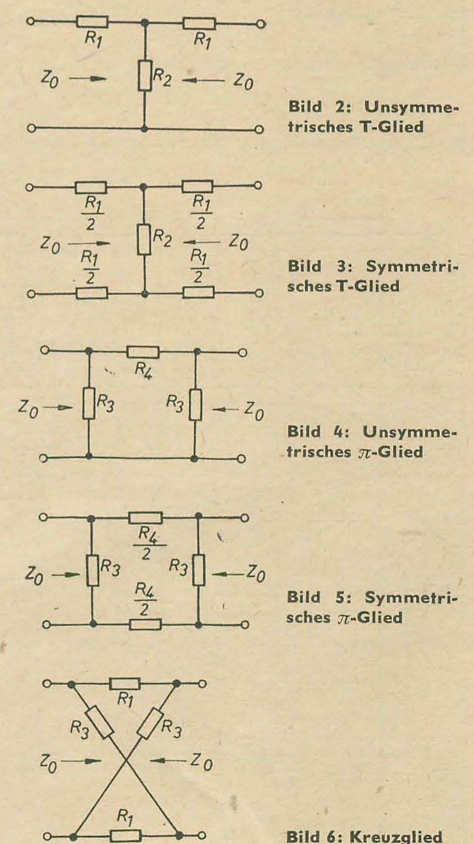


Bild 2: Unsymmetrisches T-Glied

Bild 3: Symmetrisches T-Glied

Bild 4: Unsymmetrisches π-Glied

Bild 5: Symmetrisches π-Glied

Bild 6: Kreuzglied

Bauanleitung: Stereo-Bandgerät für den Amateur Teil 1

HAGEN JAKUBASCHK und KARL-ERNST KITTE

Einleitung

Die Stereofonie gewinnt auch für den Amateur zunehmend an praktischer Bedeutung. Leider ist das Betätigungsfeld für diesen z.Z. noch im wesentlichen auf die stereofonische Wiedergabe von entsprechenden Schallplatten beschränkt. Der Reiz der Stereofonie für den Amateur liegt aber genau wie bei monauralen Aufnahmen nicht zuletzt im Herstellen eigener Aufnahmen. Im folgenden wird daher der Selbstbau eines Stereo-Bandgerätes beschrieben, mit dem eigene Stereoaufnahmen möglich sind. Darüber hinaus können mit diesem Gerät und einem Stereo-Tonabnehmer auch Stereo-Schallplatten auf Band umgeschnitten werden, bzw. der Verstärkerteil des Gerätes kann als normaler Stereo-Wiedergabeverstärker für Schallplatten verwendet werden.

Beim Entwurf eines solchen Gerätes ist die Einzelteilfrage von besonderem Interesse. Für das beschriebene Gerät werden ausschließlich handelsübliche Einzelteile aus der DDR-Produktion verwendet. Da in der DDR z. Z. noch keine Stereo-Tonbandköpfe erhältlich sind, muß hier zu einer Zwischenlösung gegriffen werden, die sich in der Praxis jedoch sehr gut bewährte. Es werden hierzu zwei normale Halbspur-Kombiköpfe benutzt, die nebeneinander angeordnet und in der Höhe um eine Spurbreite versetzt sind. Da jeder Kopf einem Kanal zugeordnet ist, schreibt der erste Kopf die untere Halbspur des Bandes, der zweite, etwas höher gesetzte Kopf, die obere Halbspur. Gegenüber einem Stereokopf mit direkt übereinanderliegenden Spalten ergibt sich hierbei lediglich der Nachteil, daß beide Spuren zeitlich um etwa 0,2 s gegeneinander versetzt sind. Etwaige nachträgliche Bandschnitte (Cutterarbeiten am bespielten Band) bleiben daher nicht unhörbar. Das ist aber nur dann der Fall, wenn innerhalb einer Aufzeichnung zu cuttern ist, was beim Amateur erfahrungsgemäß selten vorkommt. Schnitte, die in Tonpausen gelegt werden, bleiben bei sauberer Aufzeichnung jedoch unhörbar. Im übrigen kann jederzeit nachträglich ein Stereokopf anstelle der bisher benutzten Monoköpfe eingesetzt werden, ohne daß am übrigen Aufbau des Gerätes hierfür etwas zu verändern ist.

Das Stereo-Bandgerät arbeitet mit 19 cm/s Bandgeschwindigkeit und ,,Stereo-Vollspur", d. h., das Band wird je zur halben Breite mit der Spur des Rechts- bzw. Links-Kanales beschrieben. Für Monobetrieb entspricht es dann den üblichen 19-cm/s-Halbspurgeräten, wobei der zweite Kanal nicht benutzt wird. Eine Umschaltung der Bandgeschwindigkeit wurde nicht vorgesehen, da dies — neben der mechanischen Komplizierung des Antriebs — die Umschaltung der (beiden Kanälen identischen) Entzerrer bedingen würde. Da diese in ihren Eigenschaften völlig gleich sein müssen, könnten sich hier für den Amateur schwer zu beherrschende Komplikationen ergeben. Eine geringere Bandgeschwindigkeit als 19 cm/s ist im übrigen nicht empfehlenswert, weil dann die Gleichlaufforderungen bedeutend zu erhöhen sind, was eine erhöhte und für Amateure nicht immer leicht einzuhaltende mechanische Präzision des Antriebs erfordert. Andererseits wird hierdurch die zeitliche Differenz der beiden Spuren größer, was eventuelle Cutterarbeiten erschwert. Auch ist es dann nicht mehr ganz einfach, die Entzerrungen beider Kanäle auf wirklich gleiche Werte zu bringen.

Das Gerät ist im Hinblick auf rentablen und mechanisch einfachen Aufbau mit nur einem Motor ausgerüstet und besitzt tastengesteuerten schnellen Vor- und Rücklauf. Der mechanische Aufbau (Antrieb) wurde bewußt einfach gehalten, was — soweit es ohne Qualitätseinbuße vertretbar ist — auch auf den elektrischen Aufbau zutrifft. Dadurch ist es möglich, die Kosten des Selbstbaues so gering zu halten, daß dieses Gerät nicht teurer als durchschnittliche handelsübliche Heim-Tonbandgeräte wird. Immerhin bedingt das Stereoprinzip mit seinen getrennten Verstärkerkanälen fast den doppelten elektrischen Aufwand normaler Mono-Bandgeräte. Mit mehreren Doppelröhren ließ sich der Röhrenaufwand des Gerätes mit insgesamt acht Röhren jedoch relativ niedrig halten. Im Hinblick auf die Verwendbarkeit als Mono-Bandgerät wurde auf möglichst hohe Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen geachtet, die bei sauberem Aufbau mindestens 40 dB beträgt und damit weit über dem für Stereobetrieb geforderten Wert liegt.

Mechanischer Aufbau

Bild 1 zeigt die obere Ansicht des Gerätes. Beim Mustergerät sind die Spulenhalterungen so ausgelegt, daß wahlweise freitragende 1000-m-Tonbänder auf Wickelkern (Bobby) oder — wie Bild 2 zeigt — normale Bandspulen aller Größen benutzt werden können. Mit einem 1000-m-Band ergibt sich dann eine maximale Laufzeit von etwa 90 Minuten. Die Bandführung wurde relativ einfach gehalten. Unter der in Gerätemitte sichtbaren Kopfabdeckplatte (vom KB 100, FWL oder ähnliche selbstgebaute Ausführung) befinden sich der Vollspur-Löschkopf, der beiden Spuren gemeinsam ist, sowie die beiden Kombiköpfe. Rechts zwischen Kopfabdeckhaube und rechter Umlenkrolle liegt der Achsstumpf des Tonmotors (Tonrolle) und darunter die magnetisch betätigte Andruckrolle. Als Tonmotor wird der bekannte Typ WKM 130-30 (Leisnig, BG-19-Motor) verwendet. Die Andruckrolle entspricht der im BG 20 ,,Smaragd" verwendeten. Die Umlenkrollen sind die des BG 19 (Meßgerätewerk Zwönitz). Für diese Teile sind selbstverständlich auch entsprechend hochwertige Teile anderer Fabrikate verwendbar. Die Tellerlager sind die Original-Triebteile des BG 19 (Zwönitz), linksseitig die Abwickelfriktion mit Rutschbremse, rechts die Aufwickelfriktion. Hierfür sollten möglichst die Originalteile benutzt werden. Der Aufwickelteller erhält dabei eine Rändelschraube, die gegen die Original-Halteschraube auf dem Achsstumpf ausgetauscht wird und eine Arretierung des rechten Spulentellers für schnellen Vorlauf ermöglicht. Falls das Gerät auch für 1000-m-Bänder ausgelegt werden soll, sind die Oberteile der Tellerlager abzunehmen (hierzu muß dann auch der linke Achsstumpf eine entsprechende Rändelschraube erhalten) und gegen entsprechend ausgebuchste 1000-m-Teller (sauber abgedrehte Aluteller 1 mm stark, 290 mm ∅) mit Stifthalterung für die Bobbies auszutauschen. Die für diese Teller erforderlichen Maße werden direkt von den Triebteilen abgenommen, so daß sich dazu nähere Angaben erübrigen.

Über der Kopfabdeckhaube in den Bildern 1 und 2 ist die Öffnung für die Aussteuerungsanzeige (Magische Waage EM 83) sichtbar, schräg links darunter die Kontrollampe für Aufnahme (Löschstromkontrolle). Die schwarz unterlegte Vorderkante des Gerätes zeigt den Tastenschaltersatz (siebenteiliger Neumann-Tastenschalter), mit dem sämtliche Bedienungsfunktionen gesteuert werden. Links daneben der Lautstärkeregler und — als für Stereoverstärker typisches Organ — der Balanceregler zur Einstellung der ,,akustischen Mitte". Hierauf wird bei der Schaltungsbeschreibung näher eingegangen. Der Tastenschalter weist von links nach rechts die Tastenfunktionen ,,Aufnahme", ,,Rücklauf", ,,Heizen" (Bereitschaftsstellung, wird später erläutert), ,,Stop" (diese Taste ist im Ruhezu-

Bild 1: Obere Ansicht des Stereo-Bandgerätes, 1000-m-Bandteller sind aufgesetzt

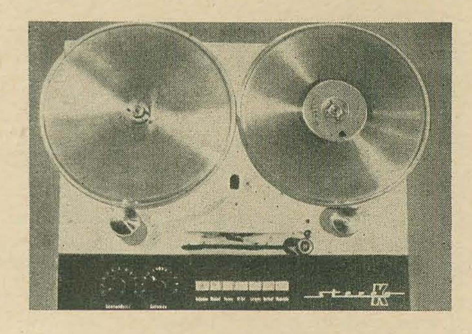
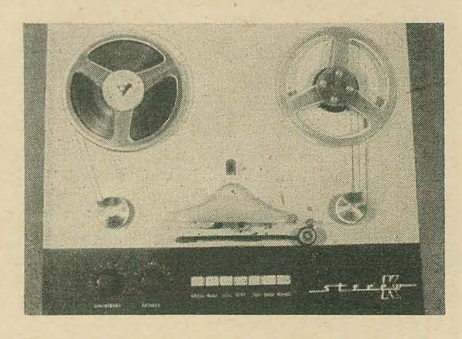


Bild 2: Das gleiche Gerät mit aufgelegten Spulen für kürzere Bandlängen



stand ständig gedrückt), „Lautsprecher“ (für Benutzung des Gerätes als Stereoverstärker ohne Band), „schneller Vorlauf“ und ganz rechts „Wiedergabe“ auf. Als Netzkontrolle dient die ständig leuchtende Magische Waage. Das Gerät weist damit relativ wenig Bedienungsorgane auf.

Bild 3 zeigt die untere Ansicht des Gerätes. Der elektrische Aufbau wurde auf zwei Chassis verteilt (Netzteil mit HF-Generator im Bild 3 rechts und das Verstärkerchassis links), die zu beiden Längsseiten des Gerätes hochkant an der Grundplatte befestigt sind. An der Gerätehinterkante sind beide Chassis durch eine Aluwand abgesteift, die den Netzanschluß (Geräte-Steckkupplung) trägt. Am Verstärkerchassis wurde ein Blechwinkel (im Bild 3 oben links) befestigt, der die Eingangsanschlüsse (Diodenbuchsen) aufnimmt. Die Ausgangsanschlüsse (Steuerausgang für Kopfhörer oder Rundfunkgerät, Lautsprecheranschlüsse) liegen auf der Rückseite des Gerätes am hinteren Ende des Verstärkerchassis.

Im Bild 3 sind in der Mitte oben der in der Grundplatte hängende Tastenschalter und rechts darunter der Tonmotor zu erkennen. Dieser treibt über einen Dreiecks-Riementrieb gleichzeitig die beiden Bandteller an. Der rechte (Aufwickel-)Trieb ist im Bild 3 unten rechts zu erkennen, ebenfalls die Riemenführung, die noch über eine geeignete Spannrolle (im Mustergerät vom BG 20 mit eingefräster Führungsrille für Rundriemen) geführt ist. Unterhalb des Tonmotors ist der Zugmagnet für die Andruckrolle zu sehen, der über eine Zugstange die auf einem einfachen Hebelarm sitzende Andruckrolle (im Bild durch den Tonmotor verdeckt) sowie den auf dem gleichen Arm sitzenden Bandandruckhebel vor den Köpfen betätigt. Letzterer ist unterhalb des Tastenschalters sichtbar. Er wird durch eine Zugfeder beim stromlosen Magneten zurückgeholt. Für den Zugmagneten wurde im Mustergerät ein Magnet aus dem BG 20 „Smaragd“ benutzt, der jedoch umzuwickeln ist, da er im Original für Niederspannung ausgelegt ist, hier aber — um die Bereitstellung einer besonderen Steuerspannung zu umgehen — mit 220 V= betätigt wird. Er soll bei etwa 1 kΩ Wicklungswiderstand für eine Dauerbelastung von etwa 20 mA ausgelegt sein. Eine geeignete Selbstbauvorschrift für einen solchen Magneten sowie für die wichtigsten Triebteile, Tellerlager usw., auf die hier aus Platzmangel verzichtet werden muß, ist in den am Schluß des Beitrages angegebenen Literaturstellen zu finden. Im übrigen wird hier jeder Amateur die mit dem vorhandenen Material am günstigsten realisierbare Lösung selbst finden.

Besonders zu beachten sind die Antriebsriemen. Es wird ein Rundriemen verwendet, der dem vom BG 19-2 (Zwönitz) entspricht. Da das Mustergerät für 1000-m-Bänder ausgelegt ist, ergeben sich relativ große Achsabstände der Tellerlager und der Motorachse zueinander, was einen relativ langen Riemen bedingt, der selten passend erhältlich sein wird. Es besteht aber die Möglichkeit, auf die 1000-m-Bänder zu verzichten und dadurch das Gerät wesentlich kleiner zu halten, oder man kann, wie ausgiebige Versuche zeigten, mit der nötigen Vorsicht den BG-19-2-Riemen langsam so weit dehnen, daß er für den im Mustergerät gewählten Antrieb paßt. Das Mustergerät läuft mit einem solchen Riemen schon seit geraumer Zeit störungsfrei. Es lassen sich übrigens gut die in Werkstätten ausgewechselten, alten „überdehnten“ BG 19-2-Riemen verwenden.

Zwischen beiden Bandtellern an der Hinterkante des Gerätes befindet sich der sehr reichlich ausgelegte Netztrafo. Im Mustergerät wurde hierfür ein Kraftverstärker-Netztrafo aus den bekannten 25-W-Kölleda-Normver-

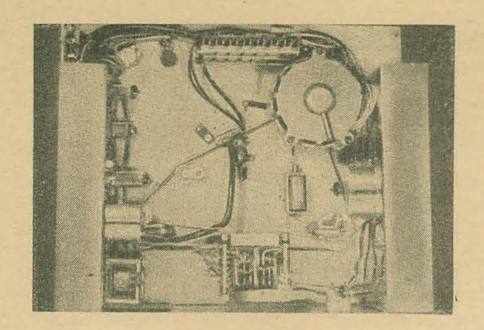


Bild 3: Untere Ansicht des Gerätes

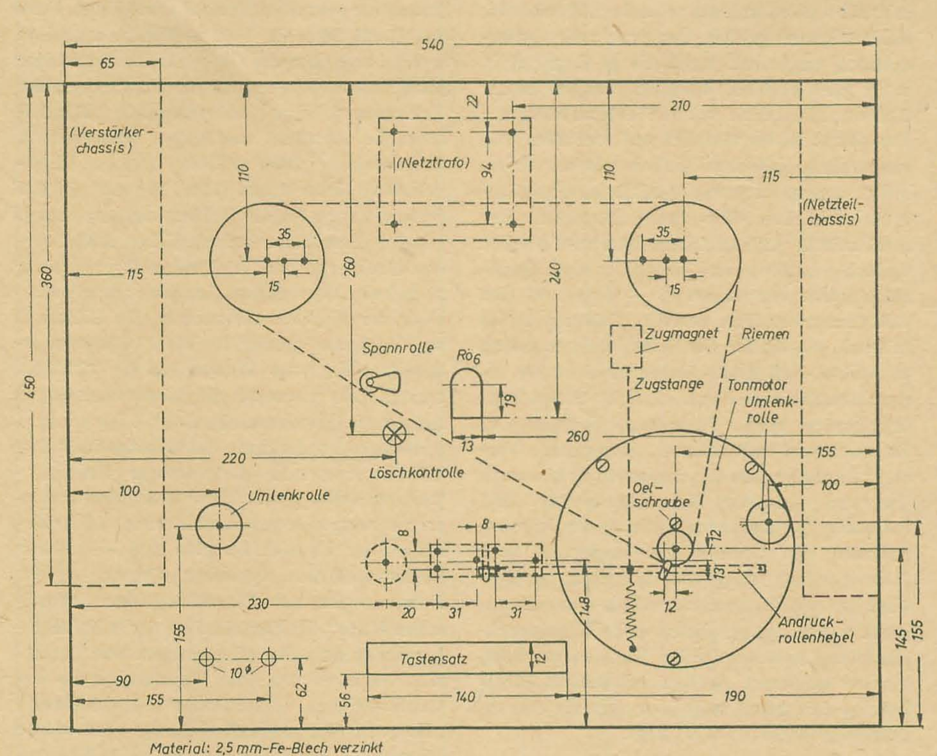


Bild 4: Maßskizze der Grundplatte mit den wichtigsten Maßen des Mustergerätes

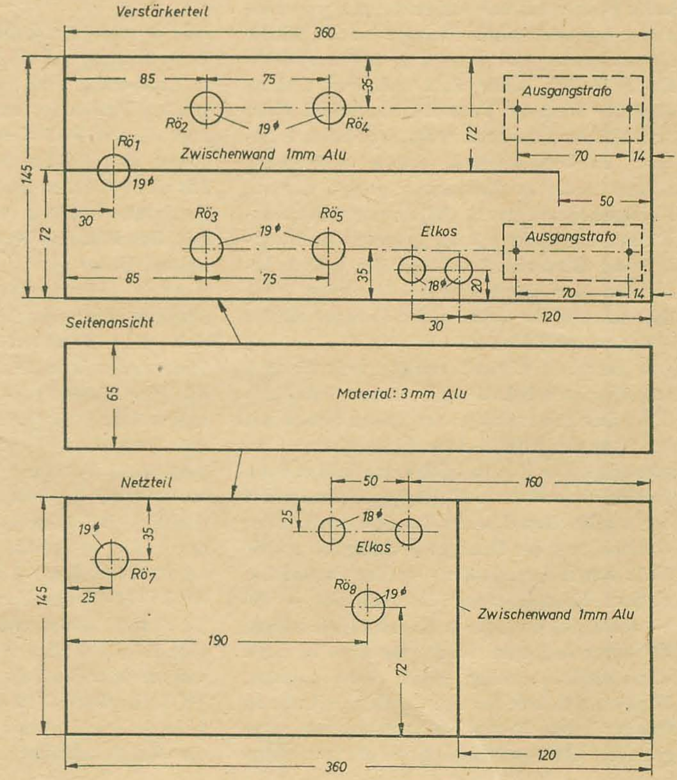


Bild 5: Hauptmaße der beiden Chassis

stärkern verwendet. Um ein geringes magnetisches Streufeld zu erzielen, ist der größte Netztrafo gerade groß genug. Im Bild 3 Mitte ist die durch eine filzunterlegte Schelle gehaltene Magische Waage EM 83 und neben deren Sockel der Halter der Löschkontroll-Lampe sichtbar. Im übrigen sind alle Einzelheiten des Aufbaues aus den Fotos und den Maßskizzen ersichtlich. Die Maßskizzen sind dabei nur zur Orientierung gedacht, da selbstverständlich alle Maße direkt von den Bauteilen abzunehmen sind und jeder Amateur das Gerät in einzelnen Details nach seinen persönlichen Wünschen und dem zur Verfügung stehenden Material abändern wird. Es wird lediglich empfohlen, die aufbaumäßige Grundkonzeption des Gerätes annähernd beizubehalten, da sie einen mechanisch und elektrisch günstigen Kompromiß darstellt. Vor zu weitgehender Verkleinerung sei durch die dann anwachsenden elektrischen Schwierigkeiten (Verkopplungen usw.) gewarnt.

Bild 4 zeigt die Maßskizze der Grundplatte mit den wichtigsten Maßen des Mustergerätes. Lage der wichtigsten Einzelteile sowie die Führung von Antriebsriemen und Andruckrollen-Zughebel sind angedeutet. An den Köpfen liegt das Band normalerweise nicht an, um die empfindlichen Kombiköpfe beim schnellen Vor- und Rücklauf zu schonen. Zugleich mit der Andruckrolle, die auf einem durch einen Schlitz in der Grundplatte ragenden, auf dem Zughebel sitzenden Bolzen läuft, wird auch der Andruckbolzen für das Band, der ebenfalls durch einen Schlitz der Grundplatte ragt, gegen die Köpfe bewegt. Als Material für die Grundplatte wird beim Mustergerät verzinktes Eisenblech von 2,5 mm Stärke verwendet, das für die magnetische Abschirmung und mechanische Festigkeit trotz des größeren Gewichtes und der schwierigen Bearbeitung günstiger ist als Alublech. Das Mustergerät ist für stationären Betrieb bestimmt, so daß das Gewicht nicht von Bedeutung ist. Wird Alublech verwendet, so soll es stärker als 3 mm sein (Dural) und ist dann noch rückseitig in geeigneter Form zu versteifen. In diesem Fall muß unter die Köpfe eine nicht zu kleine 1-mm-Eisenblechplatte als magnetische Schirmung gegen Motor und Trafos gelegt werden.

Der Tonmotor wird auf Abstandsrollen etwas vertieft gesetzt, so daß sein Achsstumpf in die für den Bandlauf richtige Höhe (vorgegeben durch die Bauhöhe der Umlenkrollen) kommt und zwischen Motor und Grundplatte der nötige Platz für den Andruckrollenhebel vorhanden ist.

Bild 5 zeigt die Hauptmaße der beiden Chassis. Als Material dient hier 3-mm-Alublech; die Zwischenwände in den Chassis sind aus 1-mm-Alublech. Im Verstärkerchassis ist evtl. Weißblech zum besseren Verlöten mit dem Sockelmittelstift von $Rö_1$ vorteilhafter. Die Chassis werden fest mit der Grundplatte verschraubt und sind nicht abnehmbar. Ihre offene „Unterseite" kehren sie nach außen, so daß die Verdrahtung von beiden Seiten frei zugänglich ist. Weitere Einzelheiten ergeben sich aus dem Vergleich mit Fotos und Schaltung.

Für die Bedienung wird ein siebenteiliger Neumann-Miniatur-Tastenschalter üblicher Ausführung verwendet. Diese Schalter besitzen je Taste drei Arbeits- und drei Ruhekontakte.

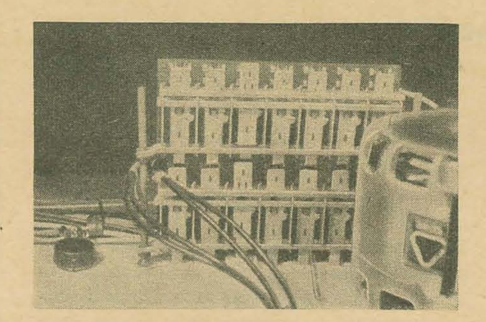


Bild 6: Kombination zweier Tastenschalter

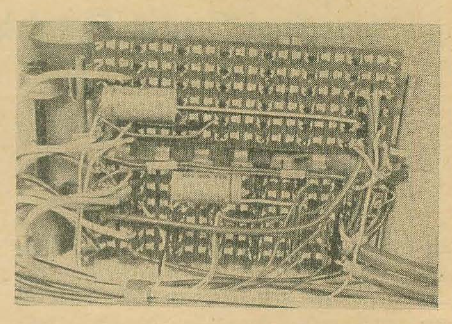


Bild 7: Das Bild zeigt die Verdrahtung des in Betriebsstellung „hängenden" Schalters

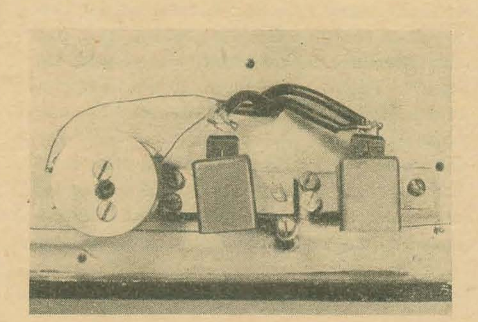


Bild 8: Die Anordnung der Tonbandköpfe

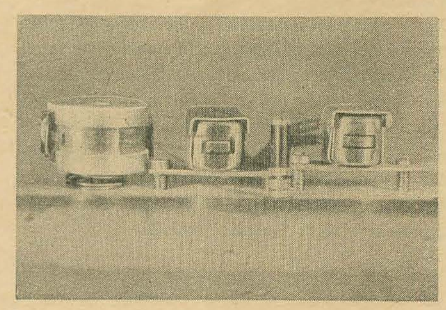


Bild 9: Sicht auf die Kopflauffläche

Da dies für die erforderlichen Umschaltungen in beiden Kanälen nicht ausreicht, wurden im Mustergerät zwei derartige Tastenschalter gekoppelt. Hierzu werden von einem der Tastenschalter die Tasten entfernt und die freiwerdenden Schienenenden rechtwinklig abgebogen. Beide Tastenschalter werden dann auf Langbolzen, die gleichzeitig zur Befestigung des oberen Tastenschalters an der Grundplatte dienen, hintereinandergesetzt. Bei dem unteren Schalter ist noch die Arretierungsschiene im ausgerückten Zustand fest zu versplinten, so daß dieser Schalter nicht mehr einrastet. Er wird dann durch die rückseitig austretende Schaltstange des oberen Tastenschalters mitbedient und schaltet daher jeweils synchron mit der oberen Taste. Auf diese Weise stehen je Taste sechs Arbeits- und sechs Ruhekontakte zur Verfügung. Bild 6 zeigt diese Kombination zweier Tastenschalter in der Rückansicht der „kopfstehenden" Maschine. Im Bild 7 erkennt man die Verdrahtung des in Betriebsstellung „hängenden" Schalters, wobei deutlich die abgebogenen Schaltstangen des unteren Tastensatzes erkennbar sind. Die dritte Taste von links ist im Bild gedrückt. Zur später erläuterten Verdrahtung des Gerätes sei bei Bild 7 bereits vorweggenommen, daß durch die zahlreichen zu dem Schalter führenden Leitungen hier erhöhte Verkopplungsgefahr besteht. Daher müssen insbesondere alle Tonleitungen abgeschirmt herangeführt werden, wobei die Abschirmung bis dicht an die Lötösen reichen muß. Man kann dann bei sorgfältigem Aufbau und Beibehalten der im Mustergerät erprobten Kontaktbelegung ohne Abschirmungen zwischen den Tastenkontakten auskommen.

Bild 8 zeigt schließlich die Anordnung der Köpfe. Links ist der Löschkopf erkennbar, für den ein Vollspur-Löschkopf (Studiokopf) des VEB Funkwerk Leipzig verwendet wurde. Das Band kann bei monauraler Aufnahme also nur einspurig bespielt werden, da ja stets beide Spuren gelöscht werden. Es dürfte sich jedoch kaum lohnen, deshalb analog der Kombikopf-Anordnung zwei Löschköpfe getrennt für beide Spuren vorzusehen. Die Wiedergabe von zweispurig bespielten fremden Monobändern ist dagegen natürlich ohne weiteres möglich.

Die Tonköpfe im Bild 8 sind zwei gleichartige Kombiköpfe des VEB Funkwerk Leipzig aus dem Gerät „KB 100", die bereits mit μ-Metall-Abschirmungen geliefert werden und keine eingeschliffene Bandführung enthalten, so daß die Spurversetzung nicht schwierig ist. Zwischen beiden Köpfen (anstelle des mittleren Kopfes kann später ein Stereo-Kombikopf eingesetzt werden) liegt der Bandandruckbolzen, der einen sorgfältig eingefeilten genau 6,4 mm breiten Bandführungsnut besitzt, so daß das Band in der richtigen Höhe an den Köpfen vorbeigeführt wird. Durch den Andruck ergibt sich für die — deshalb schräg gesetzten — Köpfe der richtige Umschlingungswinkel, während bei zurückgleitendem Bolzen das Band etwa 1 mm vor den Köpfen frei vorbeiläuft. Die Kombiköpfe sitzen auf Justierblechen (Kopfwippen) zum Einstellen der genauen Spaltlage. Bild 9 zeigt die Sicht auf die Kopflaufflächen. Deutlich erkennbar ist hierbei der Höhenunterschied zwischen beiden Kombiköpfen, der genau eine Spurbreite beträgt. Die Kopfhöhen sind so einzustellen, daß der linke Kopf mit der unteren Kernkante genau mit Bandunterkante abschließt bzw. eben noch erkennbar etwas hervorragt. Das gleiche gilt für den rechten Kopf in bezug auf die obere Bandkante. Die Kopfwippen sitzen zu diesem Zweck auf kleinen, harten Spiralfedern. Der Löschkopf, der mit seiner Fassung eine zweite Bandführung bildet, wird auf Unterlegscheiben fest in der richtigen Höhe genau senkrecht montiert und nicht justiert. Weitere

Fortsetzung auf Seite 476

„Sternchen" mit Flachbatterien

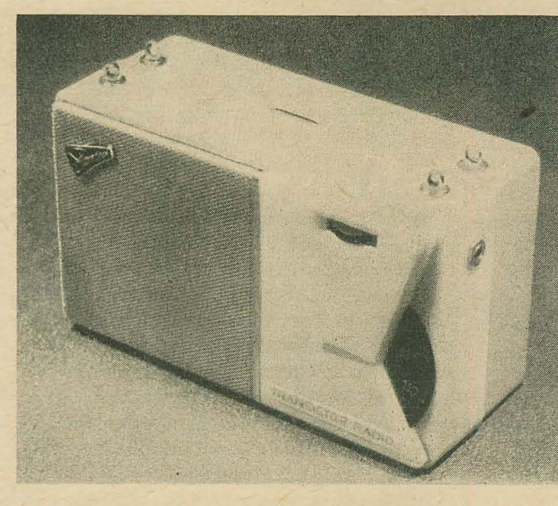


Bild 2: Sternchen als „Heimempfänger"

In Ergänzung zum Artikel „Sternchen" mit äußerer Stromquelle", radio und fernsehen 2 (1961), soll an dieser Stelle noch ein weiterer (... und der letzte! Die Red.) Vorschlag gemacht werden, wie man durch Verwendung von zwei in Reihe geschalteten Flachbatterien die Betriebskosten reduzieren kann.
Nach der untenstehenden Skizze wurde ein neuer Deckel angefertigt, und darin die beiden Flachbatterien eingebaut. Die Verbindung des Batteriesteckers mit den Flachbatterien geschieht durch ein Kopfstück einer verbrauchten Spezialbatterie. Dort werden entsprechende Drahtverbindungen und Klemmen für die Flachbatterien angelötet. Als Klemmen eignen sich z. B. Büroklammern.

Der neue Deckel wurde aus Plexiglas (Piacryll) angefertigt, gesandet und schließlich gleichfarbig gespritzt. Plexiglas läßt sich bekanntlich leicht mit Piacoll PW 51/01 kleben. Voraussetzung ist allerdings eine präzise Arbeit, da die Befestigung des neuen Deckels in der gleichen Weise wie bisher erfolgen muß. Man erreicht damit zweierlei: Einmal ist die Verwendung des alten Deckels gewährleistet, und das Sternchen bleibt damit, was es war: ein leichter Taschenempfänger für die Camping- und Urlaubszeit — mit der „teuren" Spezialbatterie.
Zum anderen wird das Sternchen zum tragbaren Zweitempfänger im Heim. Hierbei setzt man den zweiten Deckel mit den beiden Flachbatterien auf. Das Sternchen wird damit etwa doppelt so dick. Für die Verwendung im Heim ist jedoch das etwas größere Volumen unbedeutend. Die Batteriekosten sinken dabei auf die Hälfte und die Lebensdauer steigt etwa um 50%. *K. Köhler*

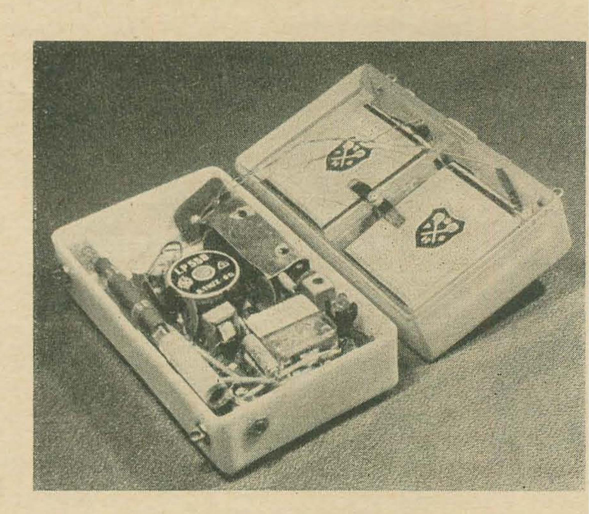


Bild 3: Lage der Batterien

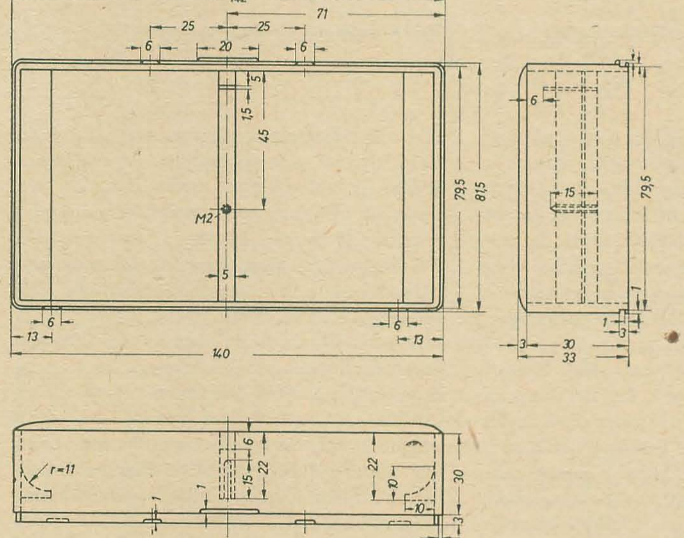


Bild 1: Maße des Zusatzdeckels

Fortsetzung von Seite 475

Bandführungen sind nicht nötig. Der Andruckbolzen besteht zweckmäßig aus Hartgummirohr, das über die als Bolzen dienende Messingschraube gezogen wird.
An dieser Stelle sei bereits die Justierung der Kopfspalte behandelt. Hierzu benötigt man — nachdem die Spurhöhen visuell genau justiert und die Köpfe bereits bestmöglich senkrecht gestellt sind — ein Bezugsband. Man stellt es sich am günstigsten her, indem auf einem normalen, hochwertigen und möglichst neuen Industriebandgerät für 19 cm/s Halbspur ein Bandstück bespielt wird. Aufgenommen wird zweckmäßig das kräftige Rauschen eines UKW-Empfängers, der zu diesem Zweck absichtlich falsch eingestellt wird. Das aufgenommene Rauschen soll so spitz wie möglich klingen. Es werden beide Spuren des Bandstückes bespielt. Dieses Band dient nunmehr als Bezugsband für das Stereogerät. Bei Wiedergabe wird jeder Kanal für sich abgehört (Lautsprecher des jeweils nicht benötigten Kanals abschalten!) und der zugehörige Kopf wiederum so eingestellt, daß das Rauschen so spitz wie möglich klingt. Entsprechend wird anschließend der andere Kopf unter Abhören des zugehörigen Kanals eingestellt. Im letzteren Falle dient hierbei die zweite Bandspur als Bezugsband, die dabei eigentlich „rückwärts" läuft, was hierfür belanglos ist. Nach genauem Einstellen stimmen dann die Kopfspalte mit der Spaltlage des Industriegerätes — die bei einwandfreien neuen Geräten als exakt vorausgesetzt werden kann — überein. Da der obere Kopfspalt (rechter Kopf) jedoch mit der spiegelbildlich liegenden Spur eingestellt wurde, stimmt er bei kleinen Abweichungen des Industriegerätes nicht mit dem Spalt der anderen Spur und auch nicht mit dem Bezugsgerät genau überein, was für den Stereobetrieb ohne Einfluß ist. Jedoch sollte beim Abhören von Monoaufnahmen dann grundsätzlich der linke Kopf (untere Spur) mit dem zugehörigen Kanal benutzt werden, wie es auch der deutschen Norm für Halbspur-Monoaufzeichnungen entspricht. Das Abschalten des nichtbenötigten Kanals bei Monobetrieb geschieht jeweils durch einfaches Abschalten des zugehörigen Lautsprechers.

Wird fortgesetzt

Georg Friedrich Händel

Concerto grosso Op. 6 Nr. 1 G-dur

Solisten:

Gerhard Bosse Violine I
Maria Vermes Violine II
Friedemann Erben Violoncello
Hannes Kästner Cembalo
Händel-Festspielorchester Halle
Dirigent: Horst-Tanu Markgraf

Georg Friedrich Händel (1685—1759) ist einer der größten Meister der deutschen Musikgeschichte. Seine Concerti grossi sind neben Bachs Brandenburgischen Konzerten ein Höhe- und Glanzpunkt der Barockmusik. Das Concerto Nr. 1 in G-dur aus op. 6 stand bisher, sehr zu Unrecht, immer etwas im Schatten seiner anderen Geschwister. Dabei ist es mit seiner übersichtlichen, fünfsätzigen Anlage recht geeignet, in die Tonsprache Händels einzuführen. Besonders der gedankenreiche 1. Satz (A tempo giusto) und der stimmungsvolle 3. Satz (Adagio) erfreuen nicht nur den Kenner. Den Schwierigkeiten der Interpretation barocker Musik begegnen die Solisten (Gerhard Bosse Violine I, Maria Vermes Violine II, Friedemann Erben Violoncello, Hannes Kästner Cembalo) und das Händel-Festspielorchester Halle unter seinem Dirigenten Horst-Tanu Markgraf mit erfreulichem Einfühlungsvermögen und großer Präzision. Ihr Bemühen wird durch eine saubere Technik unterstützt. Genügende Frequenzbreite garantiert ein klares Abheben des „Concertinos“ und des Cembalos. Die hallende Raumakustik verhindert ein Verwischen der Stimmgruppen und gibt der Aufnahme Plastizität. Sicherlich wird die klangschöne Schallplatte der Kunst Händels viele neue Freunde gewinnen. *Scholz*

Johann Sebastian Bach

Chromatische Fantasie und Fuge d-moll BWV 903

Hans Pischner, Cembalo
(Eterna M 45 Nr. 52 03 29)

Immer mehr setzt sich in unserer Zeit die Ansicht durch, Johann Sebastian Bach (1685 bis 1750) sei nicht nur ein Ende in der Musik, sondern zugleich ein Anfang. Schließt mit ihm die Musik des Mittelalters, die er, sie zusammenfassend, zu ihrem grandiosen Höhepunkt führt, so beginnt mit ihm zugleich die neue, moderne Musik des Bürgertums. Entsprechend dieser Auffassung hat in den letzten Jahren eine umfangreiche Bachpflege und -renaissance in der DDR begonnen. Zahlreiche Aufführungen in Kirchen und Konzertsälen sowie eine Fülle von Schallplatten mit Bachschen Werken legen davon ein beredtes Zeugnis ab. Waren es bisher vor allem die Kantaten und Orchesterwerke des großen Barockmeisters, so nun auch die Kammermusiken, die der Schallplattenfreund erwerben kann. Unter letzteren Werken nimmt die Chromatische Fantasie und Fuge d-moll BWV 903 einen besonderen Platz ein, da sie eines der ganz wenigen Werke ist, das uns einen Eindruck vermittelt von der Art, in der Bach frei auf dem Cembalo zu fantasieren pflegte. Die Ausdruckskraft und Gedankengröße des schönen, immer wieder beeindruckenden Werkes wird sich auch dem kaum musikalisch vorgebildeten Hörer leicht erschließen. In Hans Pischner fand sich ein idealer Interpret, der niemals Bach nur „spielt“, sondern ihn immer gestaltet. Der Tonmeister dieser Aufnahme stand vor keiner leichten Aufgabe, galt es doch, den eigenartigen metallischen Klang des Cembalos ohne jede Verzerrung wiederzugeben. Die Wahl eines sehr breiten Frequenzganges erbrachte dann auch einen naturgetreuen Cembaloton. So ist diese Schallplatte, zumal keinerlei Nebengeräusche auftreten, für ihre Hörer ein reiner Genuß.

Etwas anderes versetzt die Käufer jedoch in Erstaunen und veranlaßt uns zu einer Frage an den VEB Deutsche Schallplatten. Das gleiche Werk mit demselben Künstler liegt auch in einer M 33-Aufnahme (8 20 161 A) vor, hier vereint mit den vier Duetten BWV 802/805 und dem Italienischen Konzert F-dur BWV 971. Solche Überschneidungen im Repertoire M 33 und M 45 sind bei Eterna relativ häufig. Bei Auszügen aus Opern oder Oratorien mag das noch zu rechtfertigen sein, jedoch bei solchen Werken wie diesen Cembalostücken, die mehr oder weniger doch nur Kenner oder Liebhaber erwerben werden, scheint das zweifelhaft. Eine Aufnahme hätte hier genügt und zugleich Material frei gemacht für andere lange vermißte Werke. Vielleicht teilt uns der VEB Deutsche Schallplatten hierzu einmal seine Meinung mit? *Scholz*

Hanns Eisler

Die Teppichweber von Kujan-Bulak

Kantate nach Texten von Bertolt Brecht
Irmgard Arnold, Sopran
Berliner Rundfunk-Sinfonie-Orchester
Dirigent: Hanns Eisler

Kantate auf den Tod eines Genossen

Alf Pörschmann, Gesang
Ewald Koch, Siegfried Enders, Klarinette
Heinz Gäble, Viola
Bodo Rust, Violoncello
(Eterna M 45 Nr. 510070)

Hanns Eisler ist unserem Musikpublikum vor allem als Schöpfer der neuen deutschen Nationalhymne und als Komponist von Massenliedern (z. B. „Roter Wedding“, „Solidaritätslied“, „Einheitsfrontlied“, „Neue Deutsche Volkslieder“ nach Texten von Johannes R. Becher u. a.) bekannt. Aber neben sinfonischen und kammermusikalischen Werken sowie Film- und Bühnenmusiken schuf er auch erfolgreich größere Vokalkompositionen, etwa seine Kantate „Auf den Tod Lenins“. Mit der vorliegenden Aufnahme lernen wir zwei kleinere Kompositionen dieser Gattung kennen, die bisher relativ unbekannt blieben. Beide Solokantaten sind in ihrer äußeren Form recht unterschiedliche Werke. In der verhaltenen, sehr lyrischen Kantate auf den Tod eines Genossen steht eine kleine Instrumentengruppe dem Bariton gegenüber. Das Werk erinnert eher an einen untermalten Sprechgesang als an eine Kantate. Dagegen haben „Die Teppichweber von Kujan-Bulak“ einen ausdrucksstarken sinfonischen Orchesterpart, dem der deklamatorisch gesungene Text aufgepfropft erscheint. Wenn es zu keinem größeren Bruch zwischen Text und Musik, zwischen Rezitativstil des Gesanges und seiner orchestralen Begleitung kommt, so liegt das vor allem an der großen Kunst Irmgard Arnolds. Doch auch sie verhindert nicht den Eindruck einer gewissen Affektiertheit und eines stellenweise hohlen Pathos. Die Aufgabe, die hier dem Solisten übertragen ist, stände eher einem Rezitator zu als einem belcanto singenden Sopran. Die ungenügende Raumakustik und das nicht zu überhörende Nadelgeräusch zeugen von einer ziemlich lieblosen Arbeit des Tonmeisters. So ist diese Schallplatte recht problematisch und dient keinesfalls dem Gewinn neuer Freunde der Musik. *Scholz*

Richard Wagner

Der fliegende Holländer

Staatskapelle Berlin
Dirigent: Franz Konwitschny
Fritz Wunderlich, Tenor
Chor der Deutschen Staatsoper Berlin
(Eterna M 45 Nr. 520325)

Im Heft 11 (1961) wurde bereits über die Auftrittsarie des Holländers berichtet.

Es sind inzwischen die Aufnahmen weiterer Auszüge aus der Oper erschienen, von denen der Spottchor der Holländer-Matrosen und das Lied des Steuermannes „Mit Gewitter und Sturm ...“ auf einer M 45-Platte hier vorliegen.

Franz Konwitschny dirigiert die Staatskapelle Berlin und den Chor der Deutschen Staatsoper Berlin mit dem ihm eigenen und hier auch durchaus notwendigen Temperament.

Solist ist Fritz Wunderlich, Tenor, von dem wir noch recht viele Aufnahmen erhoffen.

Für den Schnitt des Spottchores wurde der Rillenabstand vergrößert und dadurch eine verzerrungsfreie Wiedergabe bei ausreichendem Störabstand ermöglicht.

Drachsel

EIN WITZ?!

Kritische Betrachtung zu einem Einzelteilproblem, das keines zu sein brauchte

Vor mir liegen Leserzuschriften. Einige Dutzend.
„... und bitte ich Sie, mir mitzuteilen, wo ich diese Kleinstübertrager bekommen kann ..." — „... mußte ich feststellen, daß in den einschlägigen Fachgeschäften niemand diese Übertrager kennt und ihre Existenz bezweifelt wird ..." — „... kann ich das Gerät nicht nachbauen, da ich die Übertrager nirgends bekomme ..." — „... kann auch der von Ihnen genannte Industrieladen Berlin diese Übertrager nicht liefern ..." — „... und finde ich es unerhört, die Leser zu verärgern, indem Sie Teile angeben, die nicht zu bekommen sind. Soll die Bauanleitung ein Witz sein?!"
Und so weiter. Dutzendweise, aus allen Teilen der Republik. Die Ursache: Einige Bauanleitungen in den Zeitschriften „radio und fernsehen", „Funkamateur" und „FF-Funk und Fernsehen" für Transistorgeräte unter Verwendung der Kleinstübertrager Typ 5K10 und 20K9 vom VEB Funkwerk Leipzig.
Ein Wort zu diesen Übertragern: Es handelt sich um Miniaturübertrager mit Mu-Metallkern, ursprünglich für Studiozwecke bestimmt, als Eintaktübertrager mit Primärimpedanzen von 200 Ω und Übersetzungsverhältnissen von 1:5 ··· 1:20 sehr gut auch als Anpaßübertrager für Transistorzwecke brauchbar. Der kleinste und universellste dieser Übertrager, der 5K10 (200 Ω/5 kΩ, 1:5) wiegt reichlich 4 p und hat noch nicht einmal 1 cm^3 Rauminhalt! Für Miniaturbauweise also wie geschaffen. Übrigens gibt der Hersteller einen Übertragungsbereich von 40 Hz ··· 20 kHz an.
Ich entdeckte sie erstmalig auf der Leipziger Messe im Jahre 1958 (Neunzehnhundertachtundfünfzig). Ein Werksvertreter des VEB Funkwerk Leipzig beklagte sich auf meine Frage über — Absatzschwierigkeiten!!! Mein Vorhaben, diese Übertrager im Rahmen von Bauanleitungen zu popularisieren — dieselben Übertrager, die in Amateurkreisen einen ähnlich legendären Ruf genießen wie Ferrit-Antennenstäbe — wurde von diesem Werksverteter lebhaft begrüßt. Über den RFT-Industrieladen Leipzig bezog ich einige Testexemplare. Durch verschiedene Umstände erschienen entsprechende Bauanleitungen erst im Dezember 1960 und Januar 1961. Inzwischen hatte der RFT-Industrieladen Leipzig den Handel mit diesen Übertragern eingestellt, und zwar, wie mir ein Leser mitteilt, angeblich mit der Begründung zu geringer Nachfrage! Seit 1959 bezog ich diese Übertrager nun vom RFT-Industrieladen Berlin-Stalinallee, wo ich sie erfreulicherweise im Schaufenster entdeckt hatte. Auch dort wurde mir bestätigt, daß die Nachfrage sehr gering sei. Es kam die Jahreswende, es kamen meine Bauanleitungen, es begann damit die Tragikomödie. Der von mir genannte RFT-Industrieladen Berlin war den vorhandenen Bestand an Übertragern binnen weniger Tage los. Dutzende Nachfragen aus allen Teilen der DDR konnten nicht mehr befriedigt werden.
Die vom Industrieladen nachbestellten Übertrager konnten vom Hersteller nicht geliefert werden. Den Grund erfuhr einer meiner Leser, Musikwissenschaftler, der die Übertrager für Forschungszwecke dringend benötigte und von ihrer Existenz ebenfalls erst durch meine Veröffentlichung hörte. Vom Absatzleiter des VEB Funkwerk Leipzig, Herrn Trillmich, wurde ihm mitgeteilt, daß die Fertigung der Übertrager mit Jahresende 1960 ausgelaufen sei. Grund: Absatzschwierigkeiten ...! Auf Grund der „plötzlich" (!) gestiegenen Nachfrage sei aber mit Wiederaufnahme der Produktion Anfang 1961 zu rechnen. Es ist typisch, daß die Übertrager zuletzt in Kleinserie unter 100 Stück gefertigt wurden. Inzwischen sind die Übertrager zumindest im Industrieladen Berlin nun wieder vorrätig, jedoch soll noch im Jahr 1961 die Produktion, wie jetzt verlautet, wiederum und endgültig eingestellt werden.
Es bleibt zu konstatieren: Wir fertigen Übertrager in der DDR, die den Vergleich mit ausländischen Erzeugnissen gut aushalten, ja diese z. T. weit übertreffen. Wir haben sie, aber keiner weiß das. Bastlersorgen?! Nein, das ist mehr. Das ist nicht zuletzt ein politisches Problem und kein kleines. Wie viele Amateure sagen heute noch: Ja, wir *könnten* dies und jenes bauen, wenn wir Übertrager *hätten*, gute Übertrager, wie sie z. B. in Westdeutschland ... und so weiter. Daß wir sie *haben*, das weiß keiner und der Hersteller wird sie nicht los.
Was tut also der Hersteller? Er stellt die Produktion ein ... Sicher, auch so kann man das Problem lösen ...
Woran es liegt? Wieder einmal am Versagen des Handels oder auch des Herstellers? Ich glaube an beiden. An ersterem, weil er nach dem bekannten Sprichwort „handelte": Wat de Buer nit kennt, dat freet hei nit. Und was der Einkäufer nicht kennt, das ... na ja. Immerhin kann der Handel sich mit mangelnder Nachfrage entschuldigen. Aber seien wir ehrlich: Wer hat als Amateur oder Bastler zur Zeit Lust, sich im Fachgeschäft mit einer Nachfrage nach einem Ferrit-Antennenstab zu blamieren? Nur, daß sich's bei denen bis zur Produktion rumgesprochen hat, daß da Leute sind, die so was gebrauchen können. Und damit sind wir im konkreten Fall beim Hersteller. Er scheint mir durch mangelnde Werbung die Hauptschuld an diesem Debakel zu tragen[1]).
Die Sternchen-Kleinstübertrager K 20 und K 21 kommen jetzt gelegentlich in den Handel, wenn auch die Nachfrage z. Z. noch größer ist als das Angebot. Bis vor kurzem gab es aber nicht einmal diese. Warum ist im FWL niemand auf den Gedanken gekommen, auf die dafür vorliegenden Bestellungen und Nachfragen ersatzweise die Typen 5K10 ··· 20K9 anzubieten? Sie sind vom Mikrofonvorverstärker über Transistorgeräte aller Art bis zum Funkfernsteuerempfänger in der Hand des fähigen Amateurs ideal!
Sollte das FWL noch immer Absatzsorgen haben: Aus meiner Leserpost stelle ich gern die ersten 50 bis 60 Interessenten für die nächste Serie zur Verfügung. Die Redaktionen unserer Fachzeitschriften werden sich anschließen.
Es wird viel von den 1000 kleinen Dingen und im Rahmen dieser 1000 kleinen Dinge von der Einzelteilfrage und Bastlersorgen gesprochen. Der einsichtsvolle Amateur wird Verständnis haben, wenn es an dem einen oder anderen Bauteil einmal mangelt, sollten dafür konkrete Gründe vorliegen. Völlig unverständlich bleiben aber Fälle wie der vorliegende. Daß in den Bezirken der DDR die Kleinstübertrager noch weitgehend unbekannt sind, zeigt nicht mangelndes Interesse daran, sondern gerade, daß es um so notwendiger ist, sie bekanntzumachen.
Im übrigen sage niemand, dies hier sei ein Einzelfall. Welcher Amateur weiß, daß z. B. vom VEB Keramische Werke Hermsdorf seit geraumer Zeit Kompensations-Heißleiter aller Art auch für Transistorgeräte, sowie spannungsabhängige Widerstände (Varistoren) in vielen Abstufungen gefertigt werden (und lieferbar sind!), deren einziger Abnehmer z. Z. noch immer die Industrie ist? *-hajak-*

---

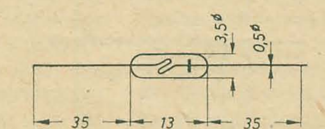
[1]) Bei der Verteilung der Verantwortung zwischen dem Handel und dem VEB Funkwerk Leipzig sind wir nicht ganz der Ansicht unseres Autors. Ohne Zweifel hat er damit recht, daß das FWL den Handel durch aufklärende Anzeigen hätte wirkungsvoll unterstützen können. Es ist erstaunlich, wie wenig unsere Industrie die Möglichkeit wahrnimmt, z. B. in der Fachpresse zu annoncieren (wenn wir einmal das Wort in eigener Sache ergreifen dürfen)! Andererseits aber darf laut Gesetzeswerk der DDR ein volkseigener Betrieb nur solche Waren produzieren, deren Abnahme durch den Handel vertraglich gebunden ist. Er darf also nicht „auf Verdacht" produzieren; d. h. wenn er es in Ausnahmefällen doch tut, geht er ein Risiko ein, das in unserer Wirtschaft der Handel tragen soll. Das Risiko des Absatzes von Konsumgütern für die Bevölkerung, auch industrieller Konsumgüter, an den Endverbraucher liegt beim Handel, der gegenüber dem Industriebetrieb durch entsprechend veränderte gesetzliche Bestimmungen — z. B. in bezug auf Umlaufmittel — auch in die Lage versetzt wird, dieses Risiko zu tragen. Hier ist nicht der Ort, um darzulegen, warum das prinzipiell durchaus richtig ist. Der Handel trägt aber damit auch die entsprechende Verantwortung. Er hat u. a. die Bedeutung technischer Neuheiten zu erkennen und sie seinen Kunden anzubieten und zu erklären. Übrigens: Auch dem Handel ist es nicht verwehrt, Anzeigen aufzugeben ...
Das Ganze läuft auf die in unserer Zeitschrift schon mehrfach erhobene Forderung hinaus, daß der Handel seine Mitarbeiter auf allen Ebenen qualifizieren und sich zu einem wirklichen Fachhandel entwickeln muß, um seinen Aufgaben gegenüber der Bevölkerung gerecht zu werden. *D. Red.*

Ing. VIKTOR SZEKULAR und
Ing. HERBERT WAPPLER

OA 645 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p



Abmessungen

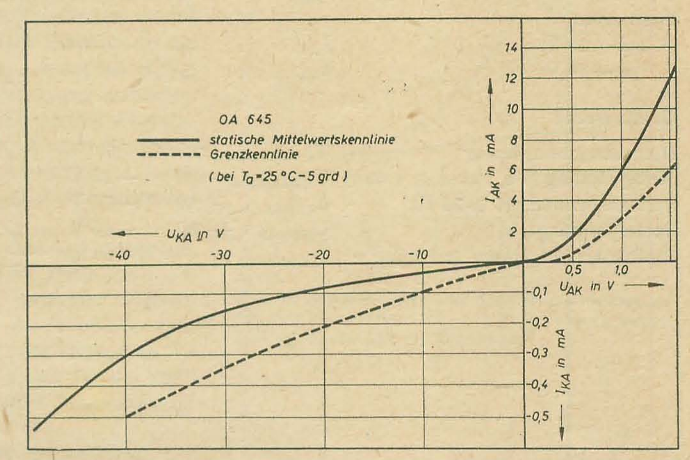
Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a		25 °C — 5 grd
Durchlaßstrom bei + 1 V	I_{KA}	≧	3 mA
Sperrstrom			
bei — 10 V	I_{KA}	≦	100 μA
bei — 40 V	I_{KA}	≦	500 μA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—55	—50 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	—50	—45 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	—40	—35 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA

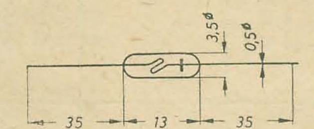
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	15	3 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C ··· + 60 °C			
bei + 1 V	p		2 % / °C
bei — 10 V	p		5 % / °C



OA 665 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p



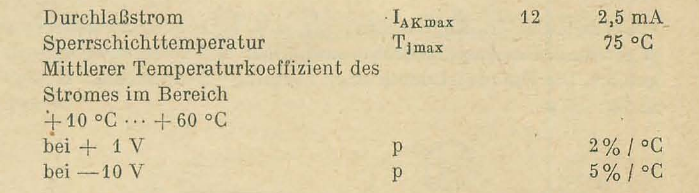
Abmessungen

Statische Werte

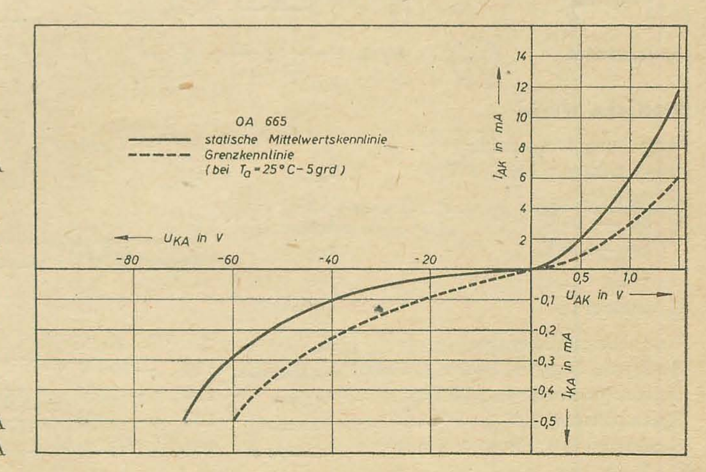
Umgebungstemperatur	T_a		25 °C — 5 grd
Durchlaßstrom bei + 1 V	I_{AK}	≧	3 mA
Sperrstrom			
bei — 10 V	I_{KA}	≦	50 μA
bei — 60 V	I_{KA}	≦	500 μA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—80	—75 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	—70	—65 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	—60	—50 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA



Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	12	2,5 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C ··· + 60 °C			
bei + 1 V	p		2 % / °C
bei — 10 V	p		5 % / °C

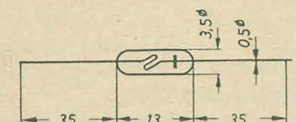


OA 685 Germanium-Spitzendiode

OA 685 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung mit hochohmigem Sperrwiderstand. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Gewicht: etwa 0,5 p



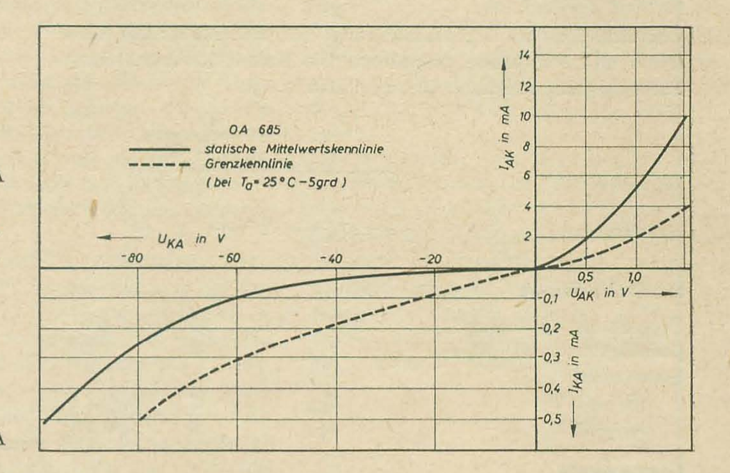
Abmessungen

Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a		25 °C — 5 grd
Durchlaßstrom bei +1 V	I_{AK}	≧	2 mA
Sperrstrom			
bei —10 V	I_{KA}	≦	50 μA
bei —80 V	I_{KA}	≦	500 μA

Grenzwerte

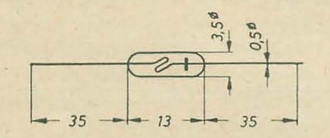
Umgebungstemperatur	T_a	25	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—100	—85 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	— 90	—75 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	— 80	—65 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	10	2 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich +10 °C ··· +60 °C			
bei + 1 V	p		2% / °C
bei —10 V	p		10% / °C



OA 705 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung mit hochohmigem Sperrwiderstand. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet. Dewicht: 0,5 p



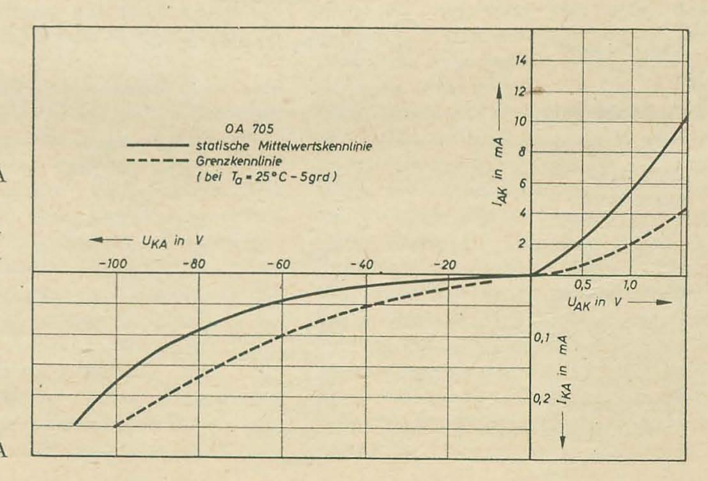
Abmessungen

Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a		25 °C — 5 grd
Durchlaßstrom bei +1 V	I_{AK}	≧	2 mA
Sperrstrom			
bei — 10 V	I_{KA}	≦	15 μA
bei —100 V	I_{KA}	≦	250 μA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1 s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,impmax}$	—120	—100 V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$	—110	—90 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	—100	—80 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,impmax}$	100	100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$	45	45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	10	2 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich +10 °C ··· +60 °C			
bei + 1 V	p		2% / °C
bei —10 V	p		10% / °C



Arbeitspunktstabilisierung bei Transistorendstufen mit Ge-Flächengleichrichtern

JOACHIM HERRFURTH

In Transistorgeräten findet man am häufigsten Gegentakt-B-Endstufen, da sich diese Art durch besonders niedrigen Ruhestrom auszeichnet. Wie bei jeder Transistorendstufe ist auch hier eine Temperaturstabilisierung erforderlich, um ein Überschreiten der maximalen Kollektorverlustleistung bei erhöhten Temperaturen zu vermeiden. Im allgemeinen wird die Temperaturstabilisierung mit Hilfe eines temperaturabhängigen Widerstandes durchgeführt. Im einfachsten Fall liegt dieser Widerstand (Bild 1) zwischen Basis und Emitter. Über den Vorwiderstand R_V fließt ein Strom, der an dem temperaturabhängigen Widerstand eine Spannung abfallen läßt, die als Basisvorspannung dient. Die Temperaturstabilisierung wird dadurch erreicht, daß beim Ansteigen der Temperatur der Spannungsabfall an R_T kleiner wird. Meist ist mit einer derartigen Schaltung noch keine einwandfreie Kompensation zu erreichen, es ist dann erforderlich, parallel und in Reihe zu R_T weitere Widerstände einzubauen. Die damit erreichbare Kompensation genügt im allgemeinen den gestellten Anforderungen. Als Nachteil dieser Schaltung ist zu erwähnen, daß der Strom über R_T die Batterie zusätzlich belastet. R_T kann auch nicht sehr groß gewählt werden, da dadurch Verzerrungen auftreten und eine höhere Steuerleistung für die Endstufe benötigt wird.

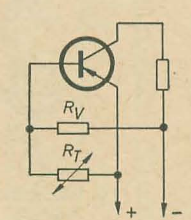


Bild 1: Prinzip der Temperaturstabilisierung mit temperaturabhängigem Widerstand

Im folgenden wird eine Schaltung beschrieben, die anstelle des temperaturabhängigen Widerstandes einen Ge-Flächengleichrichter benutzt und verschiedene Vorteile aufweist.

Ein Ge-Flächengleichrichter zeigt in Durchlaßrichtung etwa das gleiche Verhalten wie ein NTC-Widerstand, und zwar nimmt sein Widerstand mit steigender Temperatur ab. Ein derartiger Gleichrichter kann also ohne weiteres anstelle von R_T in die Schaltung eingefügt werden. Wird hierzu der Typ OY 110 benutzt, so fällt an ihm bei einem Strom von 5 mA eine Spannung von 170 mV ab (bei 20 °C), die etwa gerade die richtige Vorspannung für eine Gegentakt-B-Endstufe, bestückt mit 2×OC 823, darstellt (Bild 2). (Die Versuche wurden mit 2×OC 72 durchgeführt, die jedoch die gleichen elektrischen Daten besitzen.) Sollte die Spannung, die am Flächengleichrichter abfällt, als Basisvorspannung nicht ausreichen, so besteht die Möglichkeit, zwei derartige Gleichrichter in Reihe zu schalten. Liegt sie zu hoch, so muß man an einem parallelgeschalteten niederohmigen Spannungsteiler die erforderliche Spannung abgreifen. Mit einer derartigen Schaltung läßt sich, wie aus Bild 3 zu ersehen ist, eine einwandfreie Temperaturstabilisierung erzielen. Weiterhin kommt noch ein besonderer Vorteil hinzu. Bei Verwendung eines ohmschen Widerstandes (NTC-Widerstand) ist der Spannungsabfall proportional dem durchfließenden Strom. Das bedeutet, daß beim Absinken der Betriebsspannung die Basisvorspannung um den gleichen Prozentsatz zurückgeht. Bedingt durch die Kennlinie des Transistors nimmt hierbei der Ruhestrom (siehe Bild 4) stark ab, wodurch schon bei geringem Abfall der Batteriespannung starke Verzerrungen auftreten. Verwendet man nun aber einen Ge-Flächengleichrichter, so bleibt die Basisvorspannung in einem gewissen Bereich konstant, was sich auch stabilisierend auf den Kollektorruhestrom auswirkt.

Mit einer Schaltung nach Bild 5 ist es möglich, eine besondere Belastung der Batterien durch den Basisteilerstrom zu vermeiden. Hierbei fließt der Betriebsstrom der Vorstufen über den Flächengleichrichter und erzeugt so die erforderliche Basisvorspannung für die Endstufe. Dadurch werden etwa 3 ··· 4 mA eingespart.

Besonders vorteilhaft ist es, zwischen den Transistoren und dem Flächengleichrichter für eine gute Wärmeleitfähigkeit zu sorgen, damit beide möglichst immer die gleiche Temperatur annehmen (auch bei Eigenerwärmung der Transistoren), um eine gute Stabilisierung zu erreichen. Für die Versuche benutzte der Verfasser ein Aluminium-Klötzchen mit den Abmessungen 45×17×8 mm. An beiden Seiten wurden Bohrungen angebracht, in welche die Transistoren straff paßten, und in der Mitte wurde in Gewinde M 4 der Ge-Flächengleichrichter eingeschraubt.

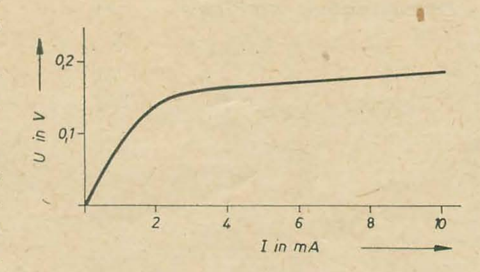


Bild 2: Spannungsabfall in Durchlaßrichtung an einem Flächengleichrichter OY 110 in Abhängigkeit vom Strom bei 20 °C

Zusammenfassung

Es wurde eine Schaltung angegeben, bei der mittels eines Ge-Flächengleichrichters der Kollektorruhestrom einer Transistor-B-Endstufe temperatur- und spannungsstabilisiert wurde. Gleichzeitig wird eine besondere Belastung der Batterie durch den Basisspannungsteilerstrom vermieden.

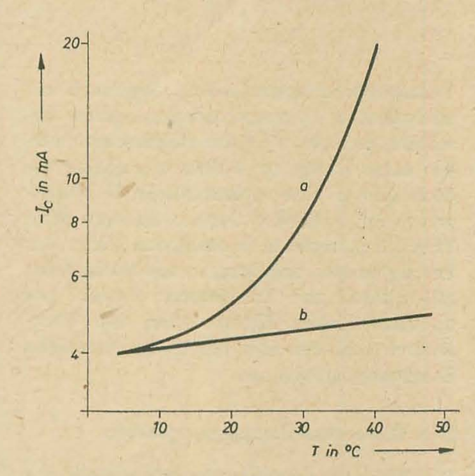


Bild 3: Abhängigkeit des Kollektorruhestromes von der Temperatur ($U_B = 8$ V), a) ohne Stabilisierung, b) mit OY 110 stabilisiert

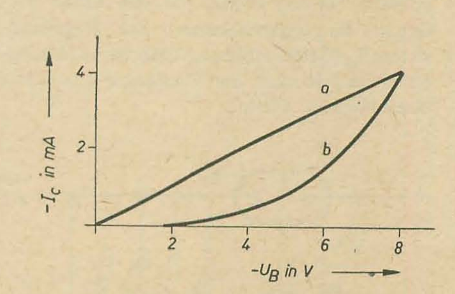


Bild 4: Abhängigkeit des Kollektorruhestromes von der Betriebsspannung bei 20 °C, a) mit OY 110, b) mit temperaturabhängigem Widerstand

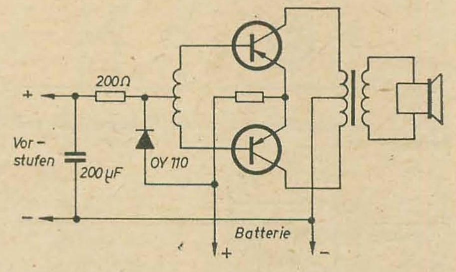


Bild 5: Schaltung der Endstufe mit stromsparendem Basisspannungsteiler

Literatur

K. Otto und H. Müller: Flächentransistoren; VEB Fachbuchverlag Leipzig 1960

Interessante Transistorempfänger von Loewe Opta: radio und fernsehen 11 (1960) S. 341 ··· 343

Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren

Teil 1

Dipl.-Ing. W. RICHTER

Mitteilung aus der Abteilung Strahlenmeßtechnik der Fakultät Kerntechnik, TH Dresden

In dem vorliegenden Beitrag werden grundsätzliche Probleme des Einsatzes von Transistoren, wie Austauschbarkeit, Rauschen, Temperaturabhängigkeit untersucht und die Konsequenzen hinsichtlich des Aufbaus eines Netzgerätes gezogen. Die erreichbaren Kenndaten von Transistornetzgeräten werden mit Hilfe regelungstechnischer Betrachtungen abgeschätzt. Einige Vorzugsschaltungen werden herausgestellt und praktische Ergebnisse angegeben.

Transistorschaltungen haben, verglichen mit äquivalenten Röhrenschaltungen, einen wesentlich geringeren Leistungsbedarf und werden daher häufig aus Batterien gespeist. Jedoch gibt es eine wirtschaftliche Leistungsgrenze für stationäre Geräte, oberhalb derer Transistornetzgeräte vorteilhafter sind. Im Prinzip sind die Schaltungen von Netzgeräten mit Röhren und Transistoren ähnlich. Die unterschiedlichen Eigenschaften von Transistoren bedingen aber besondere zusätzliche Schaltungsmaßnahmen.

Die Widerstandsanpassungsstufe

Die Widerstandsanpassungsstufe besteht aus einem oder mehreren Emitterfolgern und hat den Ausgangswiderstand des Verstärkers (Größenordnung 10 kΩ) auf den relativ niedrigen Eingangswiderstand des Regeltransistors T_3 (Größenordnung 10Ω) herabzutransformieren, da sonst der Verstärker unzulässig stark belastet würde.

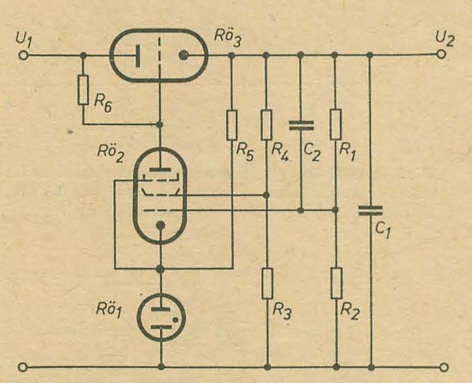


Bild 1: Grundschaltung eines Netzgerätes mit Röhren

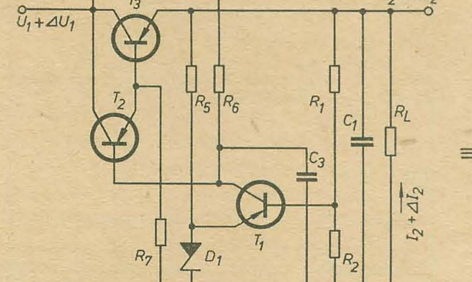


Bild 2: Grundschaltung eines Netzgerätes mit Transistoren

Infolge der Restströme tritt die unangenehme Eigenschaft auf, daß der Regeltransistor nicht völlig gesperrt werden kann, was bei einer Röhre keine Schwierigkeiten bietet.

Kommt ein Signal von der Meßeinrichtung zur Sperrung des Regeltransistors, so kann durch den Verstärker höchstens der erste Emitterfolger gesperrt werden, d. h. es fließt kein Emitterstrom mehr. Der zweite Emitterfolger führt zwar keinen Basisstrom mehr, es fließt aber der Reststrom I_{CEO_2}, der als Basisstrom des Regeltransistors nochmals verstärkt wird. Man kann diese Restströme kompensieren durch Einschaltung von Emitterwiderständen (s. Bild 4). Für den Grenzfall, daß die erste Emitterstufe gesperrt ist, gilt:

$$I_1 + I_2 = I_{E_2} = I_{CEO_2}$$

$$I_2 = I_{CEO_2} - I_1. \qquad (1)$$

Wird R_A so dimensioniert, daß $I_1 = I_{CEO_2}$ ist, wird der Basisstrom des Regeltransistors zu Null. In diesem Falle fließt durch den Regeltransistor nur noch der eigene Reststrom I_{CEO_3}.

$$I_1 = I_{CEO_2} = \frac{U_A}{R_A}$$

$$R_A \leq \frac{U_A}{I_{CEO_2}}. \qquad (2)$$

Die gleiche Kompensation können wir für den Regeltransistor durch R_B vornehmen.

$$I_3 + I_4 = I_{E_3}$$

Für den angenommenen Grenzfall, daß die erste Emitterstufe gesperrt und durch richtige Dimensionierung von R_A

$$I_2 = I_{B_3} = 0$$

ist, gilt:

$$I_3 + I_4 = I_{CEO_3}, \quad I_4 = I_{CEO_3} - I_3.$$

Der Ausgangsstrom I_4 kann zu Null gemacht werden, wenn $I_3 = I_{CEO_3} = \frac{U_B}{R_B}$ ist.

$$R_B \leq \frac{U_B}{I_{CEO_3}} \qquad (3)$$

Der Widerstand R_C ist nach den bisherigen Überlegungen nicht nötig, denn der erste Emitterfolger kann völlig gesperrt werden,

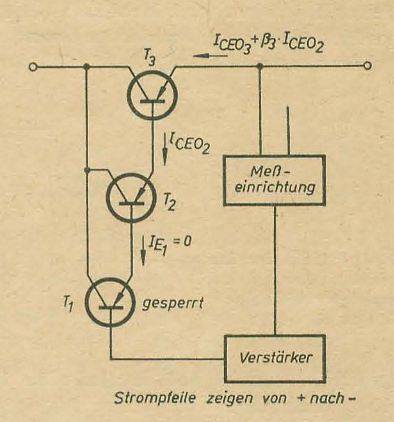


Bild 3: Regeltransistor mit zweistufigem Emitterfolger

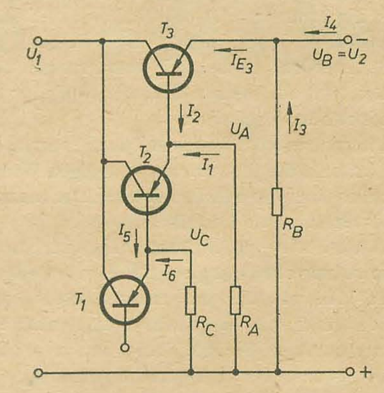


Bild 4: Kompensation der Restströme

wenn die Basisspannung genügend positiv gegenüber der Emitterspannung ist. Die Aufgabe des Widerstandes R_C besteht darin, einen günstigen Arbeitspunkt für den Transistor T_1 einzustellen. Da der Emitterfolger spannungsmäßig ausgesteuert wird, seine Ausgangsgröße letztlich in einem Steuerstrom für die folgenden Stufen besteht, ist es zweckmäßig, den Transistor bei einem Arbeitspunkt zu

betreiben, bei dem die Steuerkennlinie $I_E = f(U_{EB})$ möglichst steil verläuft.
Ohne R_C müßte man den Transistor T_1 bis zum Sperrpunkt ($I_E = 0$) aussteuern, wo die Steilheit sehr klein ist.

$$I_5 + I_6 = I_{E_1}$$

$$I_6 = I_{E_1} - I_5 = I_{CEO_1} + \beta_1 \cdot I_{B_1} - I_5$$

$$\beta_1 \cdot I_{B_1} = I_6 + I_5 - I_{CEO_1}. \quad (4)$$

Damit die Steilheit nicht zu klein ist, soll der Basisstrom I_{B_1} immer größer als Null sein. Das bedeutet nach Gl. 4, daß $I_6 \geqq I_{CEO_1} = \frac{U_C}{R_C}$ ist.

$$R_C \leqq \frac{U_C}{I_{CEO_1}} \quad (5)$$

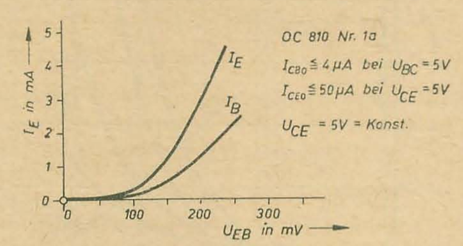


Bild 5: Steuerkennlinie

Erstes Beispiel: Die Ausgangsspannung des Netzgerätes betrage $U_B = 12$ V. Die Restströme sind bei T = 20 °C für

T_1 = OC 810 I_{CEO} = 60 μA,
T_2 = OC 820 I_{CEO} = 0,3 mA,
T_3 = OC 30 I_{CEO} = 1,5 mA.

Die Kompensationswiderstände sind so zu dimensionieren, daß die Schaltung bis 40 °C auch bei Leerlauf zuverlässig arbeitet. Die Verdoppelungstemperatur des Reststromes betrage $\Delta T = 6{,}5$ °C. Die Temperaturerhöhung beträgt 20° gegenüber der Normaltemperatur. Das entspricht etwa der dreifachen Verdoppelungstemperatur, d. h. der Reststrom hat sich bei 40° auf das achtfache des Wertes bei 20° erhöht. Die Widerstände sind für die Maximalwerte zu berechnen. Bei T = 40 °C ist für

T_1 = OC 810 I_{CEO} = 0,48 mA,
T_2 = OC 820 I_{CEO} = 2,4 mA,
T_3 = OC 30 I_{CEO} = 12 mA.

Daraus folgt:

$$R_B = \frac{12\,V}{12\,mA} = 1\,k\Omega,$$

$$R_A = \frac{12\,V}{2{,}4\,mA} = 5\,k\Omega$$

$$R_C = \frac{12\,V}{0{,}48\,mA} = 25\,k\Omega.$$

Beseitigung der Schwingneigung

Die Regelschaltung ist nichts anderes als ein gegengekoppelter Verstärker. Wenn irgendwo eine Störung auftritt, versucht die Regelung diese Störung rückgängig zu machen. Jedoch treten im realen Fall Phasenverschiebungen auf, die um so größer sind, je mehr Funktionsgruppen die Regelung umfaßt. Für eine bestimmte Frequenz kann die Phasenverschiebung genau 180° sein. Dann liegt statt der Gegenkopplung eine Mitkopplung vor, und die Regelschaltung kann sehr leicht selbst schwingen. Bei Röhrennetzgeräten kann Selbsterregung eintreten, wenn man die Kondensatoren C_1 und C_2 (Bild 1) entfernt. Bei Transistoren muß man infolge der Laufzeiteffekte, die bei Röhrenschaltungen normalerweise überhaupt keine Rolle spielen, in noch stärkerem Maße mit Phasenverschiebungen rechnen. Maßnahmen zur Erhöhung der Stabilität, d. h. zur Beseitigung unerwünschter Eigenschwingungen bestehen darin, die richtige Phasenlage wieder herzustellen, bzw. die Kreisverstärkung für die Eigenfrequenz herabzusetzen. Eine solche Funktion hat der Kondensator C_3 (Bild 2). Die notwendige Größe von C_3 wurde experimentell ermittelt. Sie betrug z. B. 50 nF.

Vorzugsschaltungen

In der Literatur findet man eine große Anzahl der verschiedenartigsten Regelschaltungen, die sich aber auf wenige Grundschaltungen zurückführen lassen; man sollte sie als Vorzugsschaltungen standardisieren. Industriell durchgesetzt haben sich bisher stetige Regler in der Art von Bild 2. Weiterhin sind bereits Transistornetzgeräte aufgebaut worden, in denen Transistoren als gesteuerte Gleichrichter [1] und als Schalter verwendet wurden.
Bei gesteuerten Gleichrichtern kann grundsätzlich nicht die Welligkeit durch die Regelung vermindert werden. Die Welligkeit wird bestimmt durch das Siebglied, das dem Gleichrichter folgt.
Beim Zweipunktregler besteht das Prinzip darin, daß der Transistor als Schalter arbeitet. Durch einen Diskriminator wird der Schalter geschlossen — wenn die Ausgangsspannung unter einen bestimmten Wert fällt — und ein Speicherkondensator auf die Sollspannung aufgeladen. Der Schalter wird geöffnet, wenn die Ausgangsspannung über einen bestimmten Wert ansteigt. Diese Arbeitsweise hat zwei nachteilige Konsequenzen.

a) Man braucht einen großen Speicherkondensator (z. B. 2500 μF) am Ausgang des Gerätes.
b) Eine bestimmte Welligkeit der Ausgangsspannung läßt sich nicht beseitigen, bedingt durch den Abstand der Ansprechschwellen des Diskriminators.

Günstig ist, daß im Regeltransistor durch den Betrieb als Schalter sehr wenig Verlustleistung entsteht (verglichen mit den Verhältnissen bei der stetigen Regelung). Tabelle 1 zeigt Vorteile und Nachteile der einzelnen Methoden.
Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß z. Z. serienmäßig nur Netzgeräte mit stetiger Regelung gebaut werden. Die Gründe sind: Einfachheit und Zuverlässigkeit der Schaltung und gute elektrische Daten, abgesehen vom Wirkungsgrad. Die Dimensionierung ist schneller zu überblicken und auch unkritischer als bei den anderen Reglerarten. Die Hauptfrage besteht darin, dafür zu sorgen, daß die Transistoren nicht überlastet werden.

Unterschied zwischen Reihen- und Parallelregelung

Beim Reihenregler arbeitet der Regeltransistor als veränderlicher Vorwiderstand des Lastwiderstandes R_L. Bei der Parallelregelung wirkt der Regeltransistor wie ein veränderlicher Parallelwiderstand von R_L.
Bevorzugt angewendet wird die Reihenregelung wegen des besseren Wirkungsgrades. Die Verlustleistung im Regeltransistor steigt hierbei mit der entnommenen Leistung. Bei der Parallelregelung liegen die Verhältnisse gerade umgekehrt. Der Regeltransistor muß den größten Strom bei Leerlauf führen und den kleinsten bei Vollast, damit am Widerstand R_v jeweils der notwendige Spannungsabfall erzielt wird. Um sich eine Vorstellung von den Unterschieden der beiden Reglerprinzipien zu machen, wird folgende Rechnung angestellt:
Es sei ein Parallel- und ein Reihenregler aufgebaut mit dem gleichen Transistor und für die gleichen Spannungen U_1 und U_2. Welche Ausgangsströme und Ausgangsleistungen kann man den Geräten bei maximaler Belastung der Transistoren entnehmen?

Reihenregelung

Verlustleistung im Transistor:

$$P = (U_1 - U_2)\, I_2$$

Maximal entnommene Leistung:

$$N_{2max} = U_2 \cdot I_2$$

$$\frac{P}{N_{2max}} = \frac{U_1}{U_2} - 1 = \frac{U_2 + U_{CE}}{U_2} - 1 = \frac{U_{CE}}{U_2}$$

$$N_{2max} = \frac{U_2}{U_{CE}} \cdot P > P \quad (6)$$

Wenn man so dimensioniert, daß bei der maximalen Belastung die Spannung über dem Transistor $U_{CE} = 1$ V ist und die Ausgangsspannung $U_2 = 12$ V beträgt, so ergibt sich

Tabelle 1

	stetiger Regler	Zweipunktregler	gesteuerter Gleichrichter
Innenwiderstand	ungefähr gleich für alle		
Netzspannungsabhängigkeit	ungefähr gleich für alle		
Wirkungsgrad	etwa gleich groß		größer
Verlustleistung in den Regeltransistoren	groß	sehr klein	klein
Regelgeschwindigkeit	groß		klein
Welligkeit	klein	groß	
Schaltungsaufbau	einfach	kompliziert	

$N_2 = 12$ P. Als Richtwert kann man annehmen, daß die Kollektor-Emitter-Restspannung kleiner als 1 V ist. In diesem Falle kann man bei Reihenregelung die zwölffache Leistung des Regeltransistors entnehmen.

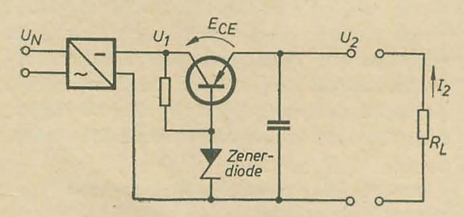


Bild 6: Prinzip des Reihenreglers

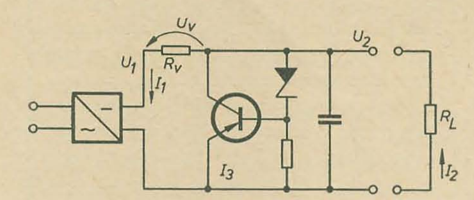


Bild 7: Prinzip des Parallelreglers

Parallelregelung

Verlustleistung im Transistor $P = U_2 \cdot I_3$

R_v sei so dimensioniert, daß $I_1 = I_{2max}$ ist. Bei maximaler Belastung ist der Transistor demnach völlig gesperrt (abgesehen vom Reststrom). Im Leerlauf fließt durch den Transistor der maximale Laststrom.

Maximal auftretende Verlustleistung im Transistor: $P = U_2 \cdot I_{2max}$

Entnommene Ausgangsleistung:

$$N_{2max} = U_2 \cdot I_{2max}$$

Es besteht also die Beziehung $N_{2max} = P$. Bei Parallelregelung kann man nur soviel Leistung entnehmen, wie im Regeltransistor entstehen darf. Man erkennt auch, warum man bei der Reihenregelung wesentlich mehr Leistung entnehmen kann. Bei der Reihenregelung braucht bei der maximalen Belastung über dem Transistor nur die unbedingt nötige Restspannung vorhanden zu sein, während bei der Parallelregelung die volle Ausgangsspannung ständig über dem Transistor liegt. Der Parallelregler besitzt aber eine gute Eigenschaft. Er kann durch entsprechende Dimensionierung von R_v und vom Gleichrichter kurzschlußsicher gemacht werden. Auf alle Fälle kann bei einem äußeren Kurzschluß nie der Regeltransistor wie bei einem Reihenregler überlastet werden [2] [3]. Die Tendenz ging bisher dahin, Kurzschlußsicherheit durch folgende zusätzliche Maßnahmen am Reihenregler zu erreichen:

a) Transistorisierte Strombegrenzerschaltungen,
b) elektromagnetische Relaisschaltungen,
c) transistorisierte bistabile Kippschaltungen, die so eingestellt sind, daß sie in eine andere Stellung kippen und dabei den Regelkreis an geeigneter Stelle unterbrechen, wenn der Ausgangsstrom I_2 einen bestimmten Wert überschreitet.

Bei Betrachtung der Kompliziertheit und des Aufwandes dieser Schaltungen scheint es, daß dem Parallelregler unbedingt der Vorzug zu geben ist, wenn Kurzschlußsicherheit gefordert wird. Die im folgenden angeführten Grundschaltungen sind alles Reihenregler.

Der Regeltransistor arbeitet lediglich als Emitterfolger. Die Basisspannung wird durch eine Zenerdiode konstant gehalten. Die zwei zusätzlichen Emitterfolger (T_2, T_3) sind notwendig, um die Zenerdiode nicht mit dem großen Basisstrom des Leistungstransistors belasten zu müssen. Bei kleinen Belastungen kann man diese Emitterfolger weglassen. Bei Schwankungen der Eingangsspannung U_1 verändert sich die Ausgangsspannung infolge der Spannungsrückwirkung h_{12} (entspricht dem Durchgriff bei Röhren). Bei Lastschwankungen ändert sich die Ausgangsspannung entsprechend der Kennlinie $I_E = f(U_{EB})$, bzw. $U_{EB} = f(I_E)$.

Damit ergibt sich: $\Delta U_2 = h_{12} \cdot \Delta U_1 + f(I_E)$ (8)

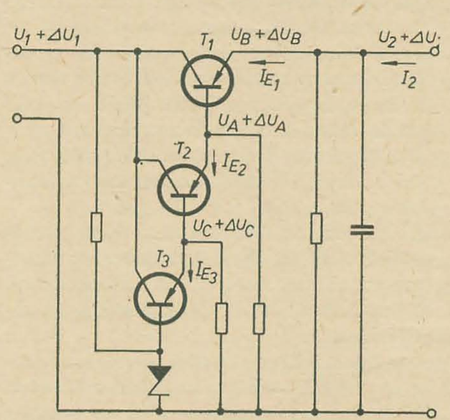


Bild 8: Erste Grundschaltung

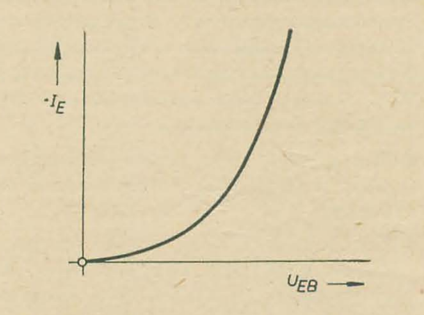


Bild 9: $-I_E = f(U_{EB})$

Für die Schaltung mit zwei zusätzlichen Emitterfolgern gilt

$$\Delta U_C = h_{12/3} \cdot \Delta U_1 + f_3\left(I_{E_3} = \frac{I_2}{\beta_1 \cdot \beta_2}\right)$$

$$\Delta U_A = \Delta U_C + h_{12/2} \cdot \Delta U_1 + f_2\left(I_{E_2} = \frac{I_2}{\beta_1}\right)$$

$$\Delta U_B = \Delta U_2 = \Delta U_A + h_{12/1} \cdot \Delta U_1 + f_1(I_{E_1} = I_2)$$

$$\Delta U_2 = (h_{12/1} + h_{12/2} + h_{12/3})\,\Delta U_1 + f_1(I_2) + f_2\left(\frac{I_2}{\beta_1}\right) + f_3\left(\frac{I_2}{\beta_1 \cdot \beta_2}\right) \qquad (9)$$

Für genaue Rechnungen muß man noch den Innenwiderstand der Zenerdiode berücksichtigen. Die Gleichung läßt sich zur Berechnung verwenden, wenn man die Spannungsrückwirkungen und die Kennlinien $U_{EB} = f(I_E)$ kennt. Zur Abschätzung der Größenordnung der maximalen Spannungsänderung ΔU_{2max} kann man sich die Aufnahme der Kennlinie $U_{EB} = f(I_E)$ ersparen. Die Erfahrungen zeigen, daß bei den erhältlichen Germaniumtransistoren die maximalen Werte für U_{EB} zwischen 0,25 V bei den kleinen Transistoren und 0,75 V bei den Leistungstransistoren liegen (Bilder 11 und 12). Höher kommt man nicht, weil sonst die Transistoren überlastet werden. Folglich ist

$$f_{1max},\ f_{2max},\ f_{3max} = 0{,}25\ \text{V} \cdots 0{,}75\ \text{V}.$$

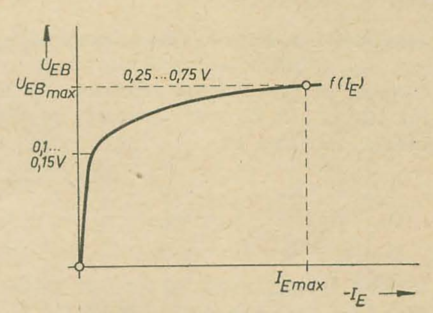


Bild 10: $U_{EB} = f(I_E)$

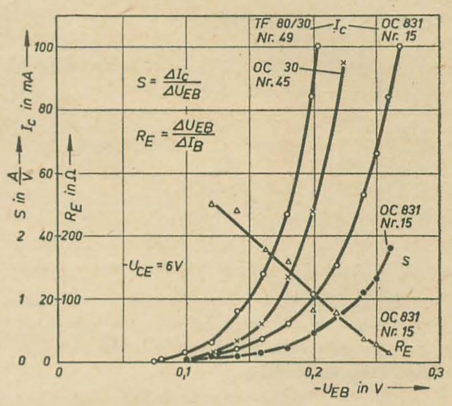
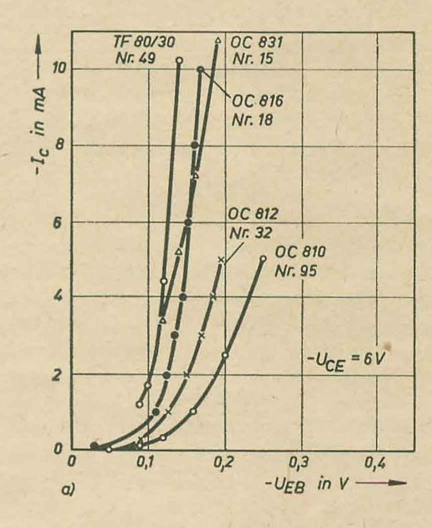


Bild 11: $I_C = f(U_{EB})$ bei Leistungstransistoren, $I_E \simeq I_C$ im interessierenden Bereich



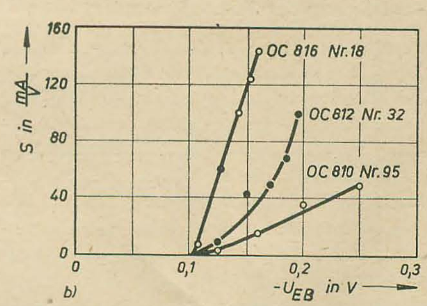


Bild 12: $I_C = f(U_{EB})$ bei Transistoren kleiner Leistung, $I_E \simeq I_C$ im interessierenden Bereich

Die Kennlinien zeigen andererseits, daß ein merklicher Stromfluß erst bei Spannungen $U_{EB} = 0,1$ V beginnt. Stellt man durch die Widerstände R_A, R_B und R_C, die ursprünglich nur zur Kompensation der Restströme gedacht waren, eine kleine Vorbelastung des Gerätes ein, so durchfährt man die Kennlinie erst ab $U_{EB} = 0,1$ V, und die maximale Spannungsänderung zwischen Leerlauf und Vollast beträgt noch

$$f_{1max}, f_{2max}, f_{3max} = 0,15 \text{ V} \cdots 0,65 \text{ V}. \quad (10)$$

Abschätzung der maximalen Ausgangsspannungsänderung:

$h_{12} = 5 \cdot 10^{-3}$ im Mittel,

$\Delta U_1 = 10$ V,

$f_{1,2,3}$ nach (10) ergibt eingesetzt in (9)

$$\Delta U_{2max} = 3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \text{ V} + 3 \cdot (0,15 - 0,65 \text{ V}) = 0,6 \text{ V} - 2,1 \text{ V} \quad (11)$$

Diese Gleichung besagt, wenn man die drei Transistoren bis zur maximalen Verlustleistung belastet, schwankt die Ausgangsspannung in der Größenordnung von 1 V, unabhängig von der Größe der Ausgangsspannung. In Wirklichkeit lassen sich die Verhältnisse noch wesentlich günstiger gestalten. Man kann so dimensionieren, daß nur der Leistungstransistor T_1 voll ausgesteuert wird. Der dritte Emitterfolger (T_3) wird meist sehr wenig ausgesteuert, so daß man näherungsweise schreiben kann:

$f_{1max} = 0,15 - 0,65$ V,

$f_{2max} = 0,15 - 0,65$ V,

$f_{3max} = 0$.

Zweites Beispiel:

$f_{1max} = 0,3$ V (OC 831)

$f_{2max} = 0,15$ V (OC 820)

$f_{3max} = 0$ (OC 810)

$h_{12} = 5 \cdot 10^{-3}$, $\Delta U_1 = 10$ V

$\Delta U_{2max} = 0,15 \text{ V} + 0,3 \text{ V} + 0,15 \text{ V} = 0,6$ V

Dieses Ergebnis entspricht den realen Verhältnissen. Es wurden Schaltungen aufgebaut, deren maximale Ausgangsschwankung zwischen Leerlauf und Überspannung sowie Vollast und Unterspannung bei $\Delta U_{2max} = 0,25 - 0,45$ V lag. Eine Verringerung der Schwankungen läßt sich erreichen durch Überdimensionierung der Transistoren, d. h. man steuert sie nicht bis U_{EBmax} aus, und durch Vorbelastung, so daß man in den Bereich der Kennlinie kommt, wo U_{EB} nur noch wenig mit wachsendem Emitterstrom anwächst. Die erste Grundschaltung ist geeignet für Netzgeräte geringer Konstanz.

Drittes Beispiel:

$$\Delta U_{2max} = 0,4 \text{ V}, \quad U_2 = 6 \text{ V}, \quad \frac{\Delta U_2}{U_2} = 7\,\%$$

$$U_2 = 12 \text{ V}, \quad \frac{\Delta U_2}{U_2} = 3,5\,\%$$

Die Schaltung nach Bild 13 ist für Netzgeräte höherer Konstanz geeignet. Durch Auswahl des Verstärkertransistors T_4 kann man die Kreisverstärkung und damit die Konstanz in bestimmtem Maße einstellen. Zur Abschätzung der Leistungsfähigkeit werden einige Regelbetrachtungen angestellt. Der Regelkreis besteht aus der Meßeinrichtung (Spannungsteiler und Zenerdiode), der Widerstandsanpassungsstufe (T_2, T_3), dem Regelverstärker (T_4) und der Regelstrecke (Strecke Basis-Emitter des Regeltransistors). Die Theorie der Regelung führt zu der Gleichung

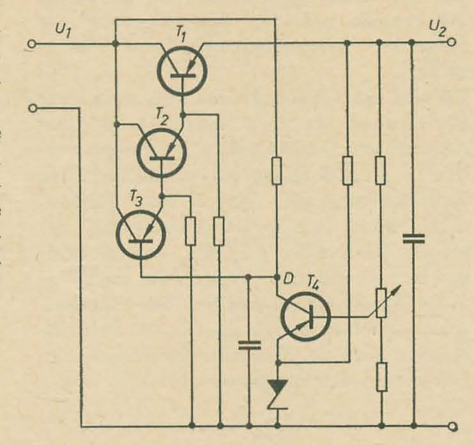


Bild 13: Zweite Grundschaltung

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U^x_2}{1 + V_0} \quad (12)$$

ΔU_2^x = Schwankung der Ausgangsspannung bei abgeschalteter Regelung, d. h. die Basis des Regeltransistors ist auf konstantem Potential gelegt. Dieser Fall wurde bereits bei der Grundschaltung untersucht.

ΔU_2 = Schwankung der Ausgangsspannung bei eingeschalteter Regelung.

V_0 = Kreisverstärkung im Regelkreis.

$V_0 = V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \cdot V_4$

V_1 = Verstärkung der Meßeinrichtung = Spannungsteilerverhältnis.

V_2 = Verstärkung des Verstärkers.

V_3 = Verstärkung der Anpassungsstufe.

V_4 = Verstärkung der Regelstrecke.

Gl. 12 gilt nur für die ideale Regelung ohne Störungen. Störungen die unbedingt zu berücksichtigen sind, wären:

a) Der Einfluß der Schwankung der Betriebsspannung des Verstärkers,

b) der Einfluß von Temperaturänderungen.

Der Verstärker wird von der unstabilisierten Spannung U_1 gespeist. Die Schwankungen von U_1 wirken sich auf den Verstärker aus und rufen zusätzliche Änderungen der Ausgangsspannung hervor.

Wird fortgesetzt

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

W. L. Kreizer

Videoverstärker

VEB Verlag Technik Berlin

331 Seiten, zahlreiche Bilder 28,— DM

Videoverstärker kommen überall dort zur Anwendung, wo breite Frequenzbänder von praktisch Null bis zu einigen MHz verstärkt werden sollen, z. B. bei der Fernsehbildabtastung und -wiedergabe.

Die an einen solchen Verstärker gestellten Grundforderungen sind amplituden- und phasengetreue Verstärkung über den ganzen Frequenzbereich und eine bestimmte Form der Aussteuerungskennlinie zur originalgetreuen Gradationsübertragung. Diese Anforderungen rechnerisch und praktisch verwirklichen helfen, ist Aufgabe des Buches.

Die hier für die eigentlichen Videoverstärker gewonnenen Erkenntnisse gelten ebenso für alle anderen Breitbandverstärker, bei denen es auf Verstärkung und formgetreue Nachbildung eines vorgegebenen Signals ankommt. Der Verfasser wendet sich an Fachkollegen und Studenten. Er entwickelt wissenschaftlich exakt die komplizierte Thematik des gesamten Vorganges und führt den Leser anhand zahlreicher Beispiele in das schwierige Berechnungsverfahren ein. Das Werk vermittelt so die notwendigen Kenntnisse für weitere selbständige Arbeiten auf diesem Gebiet.

Fortsetzung von Seite 461

H. Röder, Berlin

Die Chemigrafie als technologisches Verfahren in der Röhrentechnik des Fernsehens

Die Anwendung der chemigrafischen Technologie, die ihren Einzug in das Gebiet der Elektrotechnik mit der Herstellung der gedruckten Schaltungen gehalten hat, wird abgehandelt am Beispiel der Herstellung der Metallmaste für Farbbildröhren. Die aus Kupfer-Nickel-Material bestehende Maske, die in Form und Ausdehnung dem Bildschirm angepaßt ist, weist etwa 350000 kreisrunde Durchbrüche von 0,25 mm Durchmesser auf. Der Abstand zum jeweils nächstliegenden Punkt beträgt 0,65 mm. Die Querschnittsgestaltung der Metalldurchbrüche weist zylindrisch-konische Formen auf. Es wird eine neuentwickelte Methode beschrieben, nach der es möglich ist, in etwa zwei Tagen absolut einwandfreie Negativvorlagen herzustellen. Dabei wird auf die Vorbereitung und Durchführung des Kopier- und Ätzprozesses eingegangen.

Die chemigrafischen Verfahren können in abgewandelter Form auch für die übrige Röhrentechnik nutzbar gemacht werden. Hierzu werden Anregungen vermittelt.

W. Kirschke, Berlin

Das Verhalten der emissionsabhängigen Kennliniengrößen während längerer Betriebszeit

Beim Einsatz steiler Röhren mit Oxydkatoden wird oftmals während der Lebensdauer ein erheblicher Abfall des Anodenstroms und der Steilheit beobachtet, wobei die letztere Größe stark frequenzabhängige Werte annimmt. Besonders groß ist der Abfall, wenn die Röhren längere Zeit in stromlosem Betrieb laufen, z. B. als Bereitschaftsröhren in kommerziellen Anlagen, und die Katoden aktives Kernmaterial enthalten. Es wird über Prüfergebnisse der emissionsabhängigen Kennliniengrößen berichtet, in denen die Bereitschaftsröhre in gesperrtem Zustand stark unterheizt mitläuft und erst bei Ausfall der Betriebsröhre die volle Heizspannung erhält.

Die Untersuchungen wurden an der steilen HF-Pentode 6 AC 7k, dem Vorläufer der modernen Langlebensdauerröhren durchgeführt.

Es wird die Schaltung eines Prüfgerätes zur Bestimmung des Zwischenschichtwiderstandes erläutert. Die Lebensdauerprüfungen wurden in Versuchsreihen bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen der Röhren durchgeführt. Beim Betrieb im Arbeitspunkt mit stabiler Heizspannung (± 2%, Versuch 1) ergab sich ein günstiger Versuch der emissionsabhängigen Kennliniengrößen. Der Zwischenschichtwiderstand stieg ab etwa 600 Betriebsstunden zwar an, löste aber noch keine nennenswerten Kennlinienveränderungen aus.

Im Versuch 2, Betriebszustand „gesperrt" mit stabilisierter Heizspannung (± 2%), erhöhte sich der Zwischenschichtwiderstand ab 1000 Stunden bereits beachtlich und erreichte beim Betrieb mit unstabilisierter Heizspannung, Versuch 3, bereits so hohe Werte, daß der Versuch nach 1500 Stunden beendet wurde. Hierbei wurde auch ein erheblicher Steilheitsabfall gemessen.

Der Versuch bestätigte, daß im stromlosen Betrieb durch das Fehlen der aktivierenden Wirkung auf die Zwischenschicht besonders hohe Widerstandswerte zu erwarten sind. Auch eine relativ kurze Zeit überhöhte Katodentemperatur beeinflußt die Zwischenschichtentwicklung bereits entscheidend.

Ganz anders verhielten sich die Röhren des Versuchs 4, Betriebszustand „gesperrt" mit herabgesetzter und stabilisierter Heizspannung (3,15 V). Anodenstrom, Steilheits- und Zwischenschichtwiderstand stimmen noch nach 10000 Betriebsstunden nahezu überein mit den Anfangswerten, der Sättigungsstrom zeigt sogar steigende Tendenz. Hiernach empfiehlt sich, die Langlebensdauerröhren während der Bereitschaft im Teil der Unterheizungskurve zu betreiben. Dadurch kann die Betriebsverzögerung während der Umschaltung nahezu beseitigt werden. —

Der Vortragende kam zu der Schlußfolgerung, daß es durchaus möglich ist, auch Röhren mit aktivem Katodenkernmaterial in Bereitschaftsschaltungen ohne Katodenstromentnahme einzusetzen. Hierbei ist jedoch die Beratung durch den Röhrenhersteller zweckmäßig. Weiter ist die Einhaltung der Heizspannungstoleranzen ± 5% Voraussetzung.

Epp

Die REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK –

Eine wichtige Neuerscheinung des VEB Verlag Technik für alle Betriebspraktiker

Die Automatisierungstechnik betrifft alle Zweige unserer Industrie und gewinnt laufend an Bedeutung. Man kann sie daher schon heute fast mit den Grundlagenwissenschaften, wie Mathematik, Mechanik oder Elektrotechnik in eine Reihe stellen, und es scheint daher notwendig und berechtigt, ihre Grundlagen in einer leicht verständlichen Form zu vermitteln, um weiten Kreisen das Verständnis zu erleichtern. Kommt es doch immer mehr darauf an, die zahlreichen vor uns stehenden Automatisierungsaufgaben in guter Zusammenarbeit zwischen der gerätebauenden und der sie anwendenden Industrie zu lösen, um optimale Ergebnisse zu erhalten.

Die REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK wird in einzelnen Bänden die vielfältigen Probleme der Automatisierungstechnik behandeln. Die Bände dieser Reihe sind zur Weiterbildung bestimmt für Ingenieure und Techniker ohne spezielle Kenntnisse der Automatisierungstechnik sowie für Meister und Facharbeiter, die in der Regelungstechnik arbeiten und sich qualifizieren wollen. Die Darstellung in den einzelnen Bänden geben jedem die Möglichkeit, entsprechend den speziellen Interessen und Aufgaben, sich das Informationsmaterial in geeigneter Zusammenstellung auszuwählen, wobei lediglich einige Bände über Grundlagen zum Verständnis vorausgesetzt werden. Im übrigen ist die Behandlung des Stoffes in jedem Band in sich geschlossen und enthält lediglich an einigen Stellen Hinweise für diejenigen, die sich über gewisse Gebiete näher informieren wollen.

Soeben erschienen:

Band 1: G. Schwarze „Grundbegriffe der Automatisierungstechnik"

Aus dem Inhalt:

1 Einführung in die wichtigsten Grundbegriffe
  Zeitplansteuerung — Kontrolle technischer und physikalischer Größen — Steuern — Regeln — Rechnen — Automatisieren

2 Übertragung von Signalen und Wirkungen
  Signale und Wirkungen — Glieder in Wirkungswegen, Verzweigungsstellen, Additions- und Subtraktionsstellen — Typen der Signale — Typen der Glieder und ihre Kennzeichen — Schaltungen für Glieder — Blockschaltbild

3 Spezielle Glieder der Automatisierungstechnik
  Lineare stetige Glieder — Nichtlineare stetige Glieder — Zwei- und Mehrpunktglieder — Impulsglieder — Weitere unstetige Glieder

4 Probleme der Automatisierungstechnik
  Probleme der Steuerungstechnik — Probleme der Regelungstechnik — Probleme der Rechentechnik — Allgemeine Probleme der Automatisierungstechnik

1961 erscheinen noch:

H. Gottschalk „Bauelemente der elektrischen Steuerungstechnik"
F. Berg „Hydrauliche Steuerungen"
H. Schöpflin „Netzregelungen"

Die nächsten Bände behandeln die folgenden Themen (die Reihenfolge ist nicht maßgebend für die Erscheinungsfolge):

G. Schwarze „Einfache Regelkreise"
H. Schöpflin „Projektierung von Regelanlagen"
G. Schubert „Digitale Kleinrechner"
K. H. Ziegler „Digitale Rechner in automatisierten Anlagen"
L. Könitzer „Digitale Meßtechnik"
H. Blüsch „Elektrische Steuerung von Werkzeugmaschinen"
J. ten Brink u. H. Kauffold „Steuerung von Transportanlagen"
G. Lüdtke „Betriebserfahrungen mit einer automatischen Großanlage"

Jeder Band wird nicht mehr als 80 Druckseiten umfassen. Preis je Band: 4,80 DM.

Ersatzschaltbilder von Verstärkern mit Elektronenröhren

R. GÄRTNER

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Teil 3 und Schluß

Zusammenstellung der Ersatzschaltbilder

Im bisherigen Teil lernten wir die Anwendung der vier Transformationsregeln beim Aufstellen der Ersatzschaltbilder einiger Grundtypen von Verstärkern mit einer oder zwei Elektronenröhren kennen. Eine ausführliche Übersicht über die Ersatzschaltbilder der wichtigsten Verstärkerschaltungen zeigt die Tabelle, in der außerdem die Beziehungen für die Ersatzspannung u_2' und den Ersatzinnenwiderstand R_i' sowie deren vereinfachte Formen, die unter bestimmten Vernachlässigungen gelten, enthalten sind.

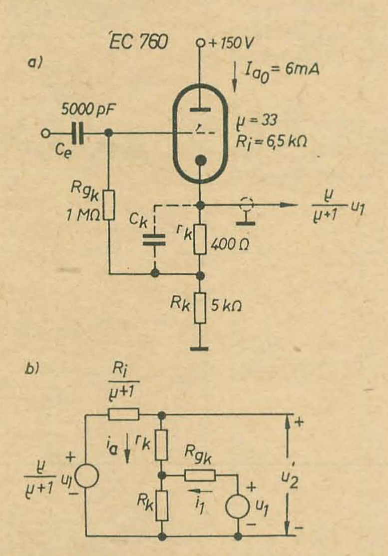


Bild 18: Berechnung des Eingangswiderstandes eines Anodenbasisverstärkers (Röhre EC 760; R_i = 6,5 kΩ; μ = 33)

Beispiele zur praktischen Anwendung der Ersatzschaltbilder

Nach dem Aufstellen der Ersatzschaltbilder wollen wir zum Schluß noch an vier Beispielen aus der Praxis die Ersatzschaltbilder beim Lösen verschiedener Probleme anwenden.

Beispiel 1

In einem Tastkopf für Oszillografen ist eine Subminiaturröhre EC 760 in Anodenbasisschaltung einzusetzen (Bild 18). Es ist zu prüfen, ob bei der gegebenen Dimensionierung und einer geforderten unteren Grenzfrequenz von ≦ 3 Hz der Niedervoltelko C_k, der parallel zu dem die Gittervorspannung bestimmenden Widerstand r_k = 400 Ω liegt, wegen des zu großen Platzbedarfes entfallen kann.

Zur Lösung dieser Aufgaben teilen wir im Ersatzschaltbild der Anodenbasisschaltung den Katodenwiderstand in zwei Teilwiderstände r_k und R_k auf. Am Verbindungspunkt beider Widerstände ist der Gitterableitwiderstand R_{gk} angeschlossen, dessen anderes Ende an der Eingangsspannung u_1 liegt. Wird vorausgesetzt, daß der durch R_{gk} fließende Strom i_1 gegen den Anodenstrom i_a vernachlässigbar ist, so läßt sich aus dem Ersatzschaltbild folgendes Gleichungspaar aufstellen:

$$u_1 = u'_2 \frac{R_k}{R_k + r_k} + i_1 \cdot R_{gk},$$

$$\frac{\mu}{\mu + 1} u_1 = u'_2 \frac{R_k + r_k + \frac{R_i}{\mu + 1}}{R_k + r_k}.$$

Daraus erhalten wir nach Umformen eine Beziehung für den Eingangswiderstand:

$$R_e = \frac{u_1}{i_1} = R_{gk} \frac{R_i + (\mu + 1)(R_k + r_k)}{R_i + R_k + (\mu + 1) r_k}.$$

Setzen wir die vorgegebenen Werte ein, so wird der Eingangswiderstand

$$R_e = 1\,\text{M}\Omega \frac{6{,}5 + (34 \cdot 5{,}4)}{6{,}5 + 5 + (34 \cdot 0{,}4)} = 7{,}6\,\text{M}\Omega.$$

Mit der Koppelkapazität von 5000 pF ergibt dieser Wert eine Zeitkonstante $\tau = 5 \cdot 10^{-9} \cdot 7{,}6 \cdot 10^6$ s = 38 ms und eine untere Grenzfrequenz $f_1 \approx \frac{0{,}16}{0{,}038}$ Hz = 4,2 Hz. Die für eine Grenzfrequenz von 3 Hz erforderliche Zeitkonstante beträgt 54 ms, sie wird durch Vergrößern des Koppelkondensators auf 7000 pF oder des Gitterableitwiderstandes auf 1,5 MΩ erreicht.

Beispiel 2

Es ist zu untersuchen, wie groß der Widerstand r bei einem Gegentaktverstärker nach Schaltung 17 sein muß, wenn die Forderung erfüllt sein soll, daß die Anodenströme i_{a_1} und i_{a_2} gleich groß sind. Für diesen Fall ist weiterhin die Verstärkung zu berechnen.

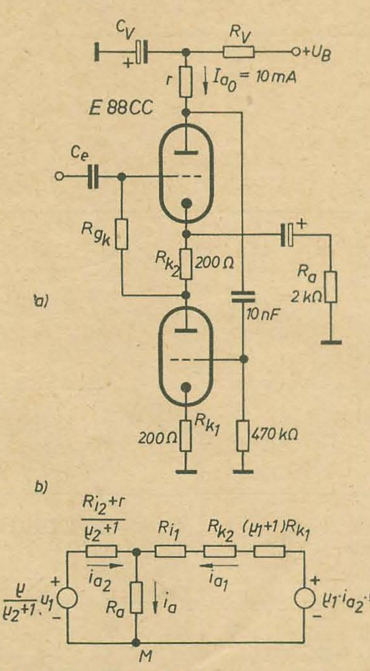


Bild 19: White-Katodenfolger mit unüberbrückten Katodenwiderständen

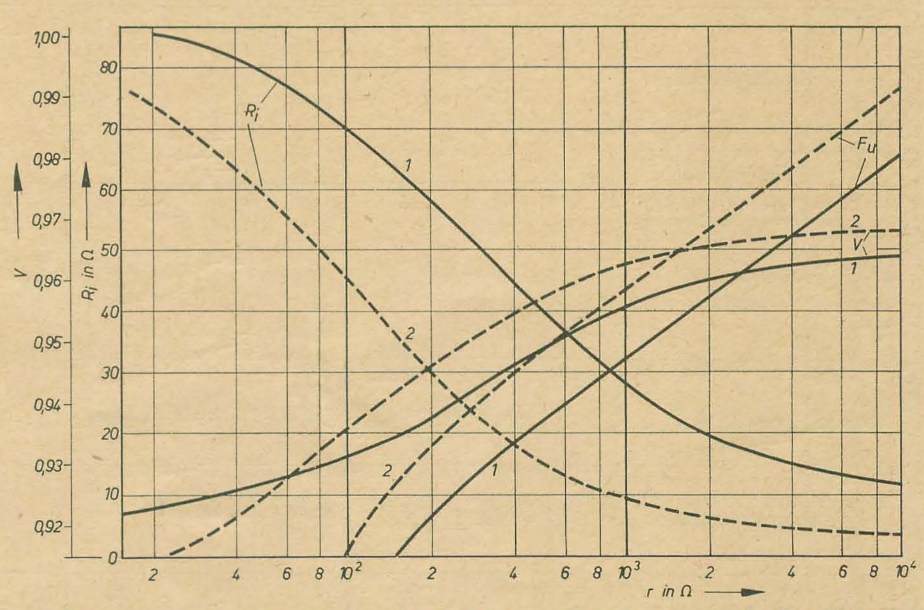


Bild 20: Abhängigkeit der Verstärkung, des Ersatzinnenwiderstandes und des Unsymmetriefaktors eines White-Katodenfolgers nach Bild 19 vom Widerstand r; Kurve 1: R_{k_1} = 0 oder 200 Ω, R_{k_2} 0; Kurve 2: R_{k_1} = 0 oder 200 Ω, R_{k_2} = 200 Ω

a	Schaltung	1	2	3	4
	Bezeichnung	Katodenbasisverstärker	Anodenbasisverstärker	Gitterbasisverstärker	Phasenumkehrstufe
b	Prinzipschaltbild				
c	Ersatzschaltbilder				
d	Ersatzspannung	$u'_2 = -\mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_a + R_i}$	$u'_2 = \dfrac{\mu}{\mu + 1} u_1 \dfrac{R_k}{R_k + \dfrac{R_i}{\mu + 1}}$	$u'_2 = (\mu + 1)\, u_1 \dfrac{R_a}{R_a + R_i}$	$u_{2_a}' = -\mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_a + R_i + (\mu + 1) R_k}$ $u_{2k}' = \dfrac{\mu}{\mu + 1} u_1 \dfrac{R_k}{R_k + \dfrac{R_a + R_i}{\mu + 1}}$
e	Ersatzinnenwiderstand	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_i}}$	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_k} + \dfrac{\mu + 1}{R_i}}$	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_i}}$	$R_{i_a}' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}$ $R_{i_k}' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_k} + \dfrac{\mu + 1}{R_a + R_i}}$
f	Ersatzspannung				
	Vereinfachung $\mu_1 = \mu_2$; $R_{i_1} = R_{i_2}$				
g	Ersatzinnenwiderstand				
h	Näherung	$R_i \gg R_a$	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1) R_k \gg R_i$	$\mu \gg 1$; $R_i \gg R_a$	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1) R_k \gg (R_a + R_i)$; $R_a = R_k$
	Ersatzspannung	$u_2' \approx -\mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_i}$	$u_2' \approx u_1$	$u_2' \approx \mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_i}$	$u_{2_a}' \approx -u_1 \cdot R_a/R_k$; $u_{2_a}' \approx -u_1$ $u_{2_k} \approx u_1$ $u_{2_k} \approx u_1$
i	Ersatzinnenwiderstand	$R_i' \approx R_a$	$R_i' \approx \dfrac{R_i}{\mu} = \dfrac{1}{S}$	$R_i \approx R_a$	$R_{i_a}' \approx R_a$ $R_{i_k}' \approx \dfrac{R_a + R_i}{\mu}$

5	6	7
Einfacher Differenzverstärker	Katodengekoppelter Verstärker	Katodengekoppelter Verstärker mit Phasenumkehr
$u_2' = -[\mu \cdot u_{11} - (\mu + 1)\, u_{12}] \frac{R_a}{R_a + R_i}$	$u_2' = \mu_1 \cdot u_1 \frac{R_a}{(R_a + R_{i_2}) \frac{\mu_1 + 1}{\mu_2 + 1} + R_{i_1} \left[1 + \frac{R_a + R_{i_2}}{(\mu_2 + 1) R_k}\right]}$	$u_2' = -\mu_2 \frac{\mu_1 + 1}{\mu_2 + 1} u_1 \frac{R_a \left[1 + \frac{R_{i_1}}{(\mu_2 + 1) R_k}\right]}{(R_a + R_{i_2}) \frac{\mu_1 + 1}{\mu_2 + 1} + R_{i_1} \left[1 + \frac{R_a + R_{i_2}}{(\mu_2 + 1) R_k}\right]}$
$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i}}$	$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{i_2} \left[1 + \left(\frac{R_{i_1}}{R_{i_2}}\right) \frac{(\mu_2 + 1) R_k}{(\mu_1 + 1) R_k + R_{i_1}}\right]}}$	$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{i_2} \left[1 + \left(\frac{R_{i_1}}{R_{i_2}}\right) \frac{(\mu_2 + 1) R_k}{(\mu_1 + 1) R_k + R_{i_1}}\right]}}$
	$u_2' = \mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_a + R_i \left[2 + \frac{R_a + R_i}{(\mu + 1) R_k}\right]}$	$u_2' = -\mu \cdot u_1 \frac{R_a \left[1 + \frac{R_i}{(\mu + 1) R_k}\right]}{R_a + R_i \left[2 + \frac{R_a + R_i}{(\mu + 1) R_k}\right]}$
	$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i \left[1 + \frac{(\mu + 1) R_k}{(\mu + 1) R_k + R_i}\right]}}$	$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i \left[1 + \frac{(\mu + 1) R_k}{(\mu + 1) R_k + R_i}\right]}}$
$\mu \gg 1$; $R_i \gg R_a$	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1) R_k \gg (R_a + R_i)$	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1) R_k \gg (R_a + R_i)$
$u_2' \approx -\mu (u_{11} - u_{12}) \frac{R_a}{R_i}$	$u_2' \approx \mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_a + 2 \cdot R_i}$	$u_2' \approx -\mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_a + 2 \cdot R_i}$
$R_i' \approx R_a$	$R_i' \approx \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{2 \cdot R_i}}$	$R_i' \approx \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{2 \cdot R_i}}$

a	Schaltung	8	9
	Bezeichnung	Katodengekoppelter Differenzverstärker	Katodengekoppelter Gegentaktdifferenzverstärker
b	Prinzipschaltbild		$u_2' = u_{21}' + u_{22}'$
c	Ersatzschaltbilder		
d	Ersatzspannung	$u_2 = R_a \dfrac{\mu_1 \cdot u_{11} - \mu_2 \dfrac{\mu_1+1}{\mu_2+1} u_{12} \left[1 + \dfrac{R_{i_1}}{(\mu_1+1) R_k}\right]}{(R_a + R_{i_2}) \dfrac{\mu_1+1}{\mu_2+1} + R_{i_1}\left[1 + \dfrac{R_a + R_{i_2}}{(\mu_2+1) R_k}\right]}$	$u_2 = \dfrac{\mu_1 \cdot u_{11} \left\{\left[1 + \dfrac{R_{a_2} + R_{i_2}}{(\mu_2+1) R_k}\right] R_{a_1} + R_{a_2}\right\} - \mu_2 \cdot u_{12} \dfrac{\mu_1+1}{\mu_2+1} \left\{\left[1 + \dfrac{R_{a_1} + R_{i_1}}{(\mu_1+1) R_k}\right] R_{a_2} + R_{a_1}\right\}}{(R_{a_2} + R_{i_2}) \dfrac{\mu_1+1}{\mu_2+1} + (R_{a_1} + R_{i_1}) \left[1 + \dfrac{R_{a_2} + R_{i_2}}{(\mu_2+1) R_k}\right]}$
e	Ersatzinnenwiderstand	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_{i_2}\left[1 + \left(\dfrac{R_{i_1}}{R_{i_2}}\right) \dfrac{(\mu_2+1) R_k}{(\mu_1+1) R_k + R_{i_1}}\right]}}$	$R_{i\,A_2}' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_{a_2}} + \dfrac{1}{R_{i_2}\left[1 + \left(\dfrac{R_{a_1} + R_{i_1}}{R_{i_2}}\right) \dfrac{(\mu_2+1) R_k}{R_{a_1} + R_{i_1} + (\mu_1+1) R_k}\right]}}$
f	Ersatzspannung	$u_2' = \mu \cdot R_a \dfrac{u_{11} - u_{12}\left[1 + \dfrac{R_i}{(\mu+1) R_k}\right]}{R_a + R_i \left[2 + \dfrac{R_a + R_i}{(\mu+1) R_k}\right]}$	$u_2 = \mu\,(u_{11} - u_{12}) \dfrac{R_a}{R_a + R_i}$
	Vereinfachung $\mu_1 = \mu_2$; $R_{i_1} = R_{i_2}$		
g	Ersatzinnenwiderstand	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_i\left[1 + \dfrac{(\mu+1) R_k}{(\mu+1) R_k + R_i}\right]}}$	$R_{i\,A_2}' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_i\left[1 + \left(1 + \dfrac{R_a}{R_i}\right) \dfrac{(\mu+1) R_k}{(\mu+1) R_k + R_a + R_i}\right]}}$
h	Näherung	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1) \gg (R_a + R_i)$	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1) R_k \gg (R_a + R_i)$
	Ersatzspannung	$u_2' \approx \mu\,(u_{11} - u_{12}) \dfrac{R_a}{R_a + 2 \cdot R_i}$	
i	Ersatzinnenwiderstand	$R_i' \approx \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{2 \cdot R_i}}$	$R_{i\,A_2}' \approx \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_a + 2 \cdot R_i}}$

10	11	12
Katodengekoppelter Gegentaktverstärker	Kaskodeverstärker	White-Katodenfolger
$u_2 = \mu_1 \cdot u_1 \dfrac{R_{a_2} + R_{a_1}\left[1 + \dfrac{R_{a_2} + R_{i_2}}{(\mu_2 + 1) R_k}\right]}{(R_{a_2} + R_{i_2}) \dfrac{\mu_1 + 1}{\mu_2 + 1} + (R_{a_1} + R_{i_1})\left[1 + \dfrac{R_{a_2} + R_{i_2}}{(\mu_2 + 1) R_k}\right]}$	$u_2' = -\mu_1 (\mu_2 + 1) u_1 \dfrac{R_a}{R_a + R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1}}$	$u_2' = \mu_2 \cdot u_1 \dfrac{R_{i_1} + \mu_1 \cdot r}{R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1} + r[\mu_1 (\mu_2 + 1) + 1] + \dfrac{R_{i_1}}{R_a}(R_{i_2} + r)}$
$R_{i_{a_2}'} = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_{a_2}} + \dfrac{1}{R_{i_2}\left[1 + \left(\dfrac{R_{a_1} + R_{i_1}}{R_{i_2}}\right)\dfrac{(\mu_2 + 1) R_k}{(\mu_2 + 1) R_k + R_{a_1} + R_{i_1}}\right]}}$	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{(\mu_2 + 1) R_{i_2} + R_{i_1}}}$	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{R_{i_2} + (\mu_2 + 1) R_{i_1} + r[\mu_1 (\mu_2 + 1) + 1]}{R_{i_1} (R_{i_2} + r)}}$
$u_2 = \mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_a + R_i}$	$u_2' = -(\mu + 1) u_1 \dfrac{R_a}{R_a + (\mu + 2) R_i}$	$u_2' = \mu \cdot u_1 \dfrac{R_i + \mu \cdot r}{R_i (\mu + 2) + r(\mu^2 + \mu + 1) + \dfrac{R_i}{R_a}(R_i + r)}$
$R_{i_{a_2}'} = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_i\left[1 + \left(1 + \dfrac{R_a}{R_i}\right)\dfrac{(\mu + 1) R_k}{(\mu + 1) R_k + R_a + R_i}\right]}}$	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{(\mu + 2) R_i}}$	$R_i = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{R_i (\mu + 2) + r(\mu^2 + \mu + 1)}{R_i (R_i + r)}}$
$\mu \gg 1;\ (\mu + 1) \gg (R_a + R_i)$	$\mu \gg 1;\ (\mu + 1) R_i \gg (R_a + R_i)$	$\mu \gg 1;\ \mu^2 \cdot r \gg \mu \cdot R_i + \dfrac{R_i}{R_a}(R_i + r)$
	$u_2' \approx -\mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_i}$	$u_2' \approx u_1$
$R_{i_{A_2}'} \approx \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_a + 2 \cdot R_i}}$	$R_i' \approx R_a$	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{\mu^2}{R_i\left(1 + \dfrac{R_i}{r}\right)}}$

a	Schaltung	13
	Bezeichnung	Reihengegentaktverstärker
b	Prinzipschaltbild	
c	Ersatzschaltbilder	
d	Ersatzpannung	$u_2 = -\mu_1 \cdot u_1 \dfrac{R_{i_2} + \mu_2 \cdot r}{R_{i_1} + R_{i_2} + (\mu_2 + 1)\,r + \dfrac{R_{i_2}}{R_a}(R_{i_2} + r)}$
e	Ersatzinnen-widerstand	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{R_{i_1} + (\mu_2 + 1)\,r + R_{i_2}}{R_{i_2}(R_{i_1} + r)}}$
f	Ersatzspannung	$u_2' = -\mu \cdot u_1 \dfrac{R_i + \mu \cdot r}{2 \cdot R_i + (\mu + 1)\,r + \dfrac{R_i}{R_a}(R_i + r)}$
	Vereinfachung $\mu_1 = \mu_2$; $R_{i_1} = R_{i_2}$	
g	Ersatzinnen-widerstand	$R_i' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{2 \cdot R_i + (\mu + 1)\,r}{R_i(R_i + r)}}$
h	Näherung	$\mu \gg 1$; $(\mu + 1)\,r \gg 2 \cdot R_i$
	Ersatzspannung	$u_2 \approx -\mu \cdot u_1 \dfrac{R_a}{R_a + \dfrac{R_i(R_i + r)}{\mu + r}}$
i	Ersatzinnen-widerstand	$R_i' \approx \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_a} + \dfrac{\mu}{R_i\left(1 + \dfrac{R_i}{r}\right)}}$

Der Widerstand r geht nicht nur in die Beziehungen für u_2' und R_i' ein, sondern bestimmt auch weitestgehend das Verhältnis der Anodenströme, das wir als Unsymmetriefaktor $F_u = \frac{i_{a_1}}{i_{a_2}}$ bezeichnen wollen. Sind beide Anodenströme gleich, dann bedeutet das, daß der Faktor F_u gleich 1 wird.

Zur Berechnung des dafür notwendigen Widerstandes r entnehmen wir aus dem Ersatzschaltbild die Gleichung

$$\mu_2 \cdot i_{a_1} \cdot r = i_{a_2} \cdot R_{i_2} + i_a \cdot R_a$$
$$= i_{a_2} \cdot R_{i_2} + i_{a_1} \cdot R_a + i_{a_2} \cdot R_a .$$

Das ergibt:

$$i_{a_1}[(\mu_2 \cdot r) - R_a] = i_{a_2}(R_a + R_{i_2})$$

und mit $i_{a_1} = i_{a_2}$ erhalten wir für r den Wert

$$r_1 = \frac{2 \cdot R_a + R_{i_2}}{\mu_2} . \qquad (21)$$

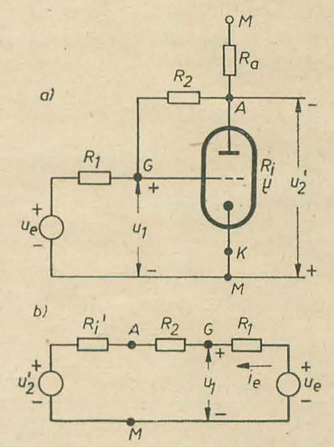


Bild 21: Anodenfolger, a) Prinzipschaltbild, b) Ersatzschaltbild

Setzen wir diesen Wert in die Gleichung (19) ein, so wird die Verstärkung:

$$V_1 = -\mu_1 \cdot \mu_2 \frac{2 \cdot R_a}{2 \cdot R_a(\mu_2 + 1) + \mu_2 \cdot R_{i_1} + R_{i_2}} . \qquad (22)$$

Wir nehmen an, daß der Verstärker mit identischen Röhren bestückt ist, so daß $\mu_1 = \mu_2$ und $R_{i_1} = R_{i_2}$ gilt und erhalten:

$$V_1 = -\mu^2 \frac{2 \cdot R_a}{[(2 \cdot R_a) + R_i](\mu + 1)} .$$

Ist weiterhin $\mu \gg 1$ und am Ausgang ein kleiner Arbeitswiderstand $R_a \ll \frac{R_i}{2}$ angeschlossen, so gilt die Näherung:

$$V_1 \approx -\frac{2\mu \cdot R_a}{R_i} = -2 \cdot S \cdot R_a .$$

Beispiel 3

Die Röhre E 88 CC eines White-Katodenfolgers nach Bild 19 soll im Arbeitspunkt mit $U_{ak} = 100$ V; $I_a = 10$ mA; $U_{gk} = -2$ V betrieben werden. In diesem Arbeitspunkt sind $\mu = 33{,}5$ und $R_i = 3{,}15$ kΩ. Es ist der Einfluß der die Gittervorspannung bestimmenden Katodenwiderstände $R_{k_1} = R_{k_2} = 200\ \Omega$ auf die Verstärkung, den Ersatzinnenwiderstand und den Unsymmetriefaktor in Abhängigkeit vom Widerstand r zu untersuchen.

Zur Lösung der Aufgabe zeichnen wir im rechten Zweig des Ersatzschaltbildes des

White-Katodenfolgers den Widerstand R_{k_2} und den an die Anode der Röhre 1 transformierten Widerstand $(\mu + 1)\, R_{k_1}$ ein. Wir erhalten für die vier Fälle

1. $R_{k_1} = 0;\ R_{k_2} = 0$
2. $R_{k_1} = 0;\ R_{k_2} = 200\ \Omega$
3. $R_{k_1} = 200\ \Omega;\ R_{k_2} = 0$

und 4. $R_{k_1} = 200\ \Omega;\ R_{k_2} = 200\ \Omega$

je drei Gleichungen für V, R_i' und F_u, die wir in die Form

$$x = \frac{a\,y + b}{c\,y + d}$$

bringen. Im Bild 20 sind diese Gleichungen in einem Diagramm für den Bereich y = 10 kΩ bis 10 Ω ausgewertet. Da der Widerstand R_{k_2} die Ergebnisse nur geringfügig beeinflußt, fallen die Kurven für die Fälle 1 und 2 bzw. 3 und 4 praktisch zusammen. Der Widerstand R_{k_1} geht infolge der Multiplikation mit $(\mu_1 + 1)$ wesentlich stärker in die Ergebnisse ein. Wie man den Kurven entnehmen kann, steigt R_i' in grober Näherung auf seinen doppelten Wert an, während F_u um die Hälfte kleiner wird. Die Verstärkung ist bei $r > 200\ \Omega$ etwa 1% niedriger, bei $r = 62\ \Omega$ etwa gleich und bei $r < 60\ \Omega$ etwas größer als im Fall 1. Ist der Verstärker z. B. zur Anpassung an ein 60-Ω-Kabel vorgesehen, so muß der Widerstand r beim Einbau der Katodenwiderstände von etwa 50 Ω auf etwa 200 Ω vergrößert werden.

Beispiel 4

Am Ausgang eines Generators für negative Impulse soll die sogenannte Anodenfolgerschaltung Verwendung finden. Es sind die zum Erreichen eines Verstärkungsfaktors von —1 benötigten Gegenkopplungswiderstände und der für diesen Fall gültige Ersatzinnenwiderstand der Schaltung zu bestimmen.

Die Prinzipschaltung des Anodenfolgers zeigt Bild 21a. Ein Teil der Ausgangsspannung u_2' wird über den Spannungsteiler R_1, R_2 zum Gitter der Röhre zurückgeführt und wirkt, da die Röhre die Phase um 180° dreht, der Eingangsspannung u_e entgegen. Man kann nun die Widerstände R_1, R_2 so wählen, daß der Verstärkungsfaktor —1 wird, dann „folgt" die Anodenspannung der Eingangsspannung unter Berücksichtigung der Phasendrehung von 180°.

Beim Aufstellen des Ersatzschaltbildes dieser Schaltung ersetzen wir die Röhre nach Bild 21b durch die Reihenschaltung der Ersatzspannungsquelle u_2' und des Innenwiderstandes R_i' und schließen an die Ausgangsklemme A die Widerstände R_2, R_1 sowie den Generator u_e an. Unter der Voraussetzung, daß $R_i' \ll (R_1 + R_2)$ ist, treibt die Eingangsspannung u_e einen Strom

$$i_e = \frac{u_e - u'_2}{R_1 + R_2}$$

durch die Schaltung. Die Beziehung für u_2' entnehmen wir der Tabelle für den Katodenbasisverstärker:

$$u'_2 = -\mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_a + R_i}\,.$$

Für die Eingangsspannung u_1 des Katodenbasisverstärkers können wir nach Bild 21b

$$u_1 = u_e - i_e \cdot R_1$$

schreiben und erhalten, wenn wir diese Beziehungen einsetzen:

$$u'_2 = -u_e \frac{R_2}{R_1 + \frac{(R_a + R_i)}{\mu \cdot R_a}(R_1 + R_2)}\,. \tag{23}$$

Soll $u_2' = -u_e$ sein, so muß

$$R_2 = R_1 + \frac{(R_a + R_i)}{\mu \cdot R_a}(R_1 + R_2)$$

gelten, d. h.

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_a(\mu + 1) + R_i}{R_a(\mu - 1) - R_i}\,. \tag{24}$$

Mit den Vereinfachungen $\mu \gg 1$ und $\mu \cdot R_a \gg R_i$ wird für $u_2' = -u_e$

$$\frac{R_2}{R_1} \approx 1\,.$$

Zur Berechnung des Ersatzinnenwiderstandes $R'_{i_{sch}}$ der Schaltung formen wir die Gleichung (23) in

$$u'_2 = -u_e \frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\mu} + \frac{R_i(R_1 + R_2)}{\mu \cdot R_a}}$$

um. Wie bei der Berechnung des Ersatzinnenwiderstandes des Reihengegentaktverstärkers lassen wir auch hier R_a gegen ∞ gehen und setzen den dann erhaltenen Nenner gleich dem Teil des Nenners, der R_a enthält:

$$R_1 + \frac{R_1 + R_2}{\mu} = \frac{R_i(R_1 + R_2)}{\mu \cdot R_a}\,.$$

Daraus erhalten wir:

$$R_a = R'_{i_{sch}} = \frac{R_i(R_1 + R_2)}{R_2 + (\mu + 1)\,R_1} \tag{25}$$

und mit den Vereinfachungen $\mu \gg 1$; $R_1 \approx R_2 = R$ wird

$$R'_{i_{sch}} \approx \frac{2\,R_i \cdot R}{\mu \cdot R} = \frac{2}{S}\,.$$

Damit sollen die Beispiele abgeschlossen sein.

Der Zweck der vorliegenden Arbeit ist, dem in der Praxis stehenden Techniker die Ersatzschaltbilder als Hilfsmittel bei der Dimensionierung von Verstärkerschaltungen zu erläutern. Der Vorteil der Ersatzschaltbilder ist, daß sie in recht anschaulicher Weise das Verhalten der Verstärkerröhren in der Schaltung zu überblicken gestatten. Außerdem lassen sich aus ihnen genaue Beziehungen ableiten, so daß man bei der Dimensionierung einer Schaltung nicht nur auf die allgemein bekannten — oft nur in erster Näherung gültigen — Gleichungen angewiesen ist. Das Arbeiten mit den Ersatzschaltbildern setzt voraus, daß man in der Lage ist, diese aus einem gegebenen Prinzipschaltbild abzuleiten. Dieser Vorgang wird durch Anwenden der vier Transformationsregeln wesentlich vereinfacht.

Fachbücher

The Hungarian Scientific Association of Telecommunication:

A Handbook for Telecommunication Engineers

Budavox Telecommunication Company, Budapest, 1959

536 Seiten

Ein wenig spät erfolgt die Rezension dieses vor zwei Jahren erschienenen Handbuchs; nur einem freundlichen Zufall und der liebenswürdigen Hilfe der Budavox-Gesellschaft ist es überhaupt zu danken, daß wir von der Existenz des Werkes erfuhren.

Es ist ein Handbuch der drahtgebundenen und drahtlosen Nachrichtentechnik in englischer Sprache, herausgegeben von einer Außenhandelsgesellschaft — ein für unsere Begriffe ungebräuchliches Unternehmen. Es handelt sich hierbei um ein technisch-wissenschaftliches Werk hohen Niveaus und keinesfalls um eine Reklameveröffentlichung irgendwelcher Art. Zum Buch selbst:

Nach zwei umfangreichen Kapiteln über mathematische Grundlagen und Tabellen und einem über physikalische Grundgrößen folgt die eigentliche Nachrichtentechnik: Übertragungstechnik (hier sind die Tafeln mit den verschiedenen Vierpolkennwerten besonders hervorzuheben), Telegrafen- und Fernsprechtechnik, Leitungstechnik, Vakuumröhren und Halbleiter, Wellenausbreitung, Antennen, Mikrowellentechnik, Impulstechnik und Meßtechnik — dies ist kurz zusammengefaßt der Inhalt des Buches. Exakte theoretische Ableitungen wechseln mit Erfahrungswerten aus der Praxis, die Einheit dieser beiden dialektischen Pole des Grundwissens jedes Ingenieurs ist gut gelungen.

Manches — wie die Probleme des Rauschens oder die Antennentechnik — konnte begreiflicherweise nicht bis in alle Einzelheiten behandelt werden, es ist um so mehr anzuerkennen, daß die Auswahl sehr klug erfolgte, so daß nirgends der Eindruck von Lückenhaftigkeit entsteht. Ein wenig zu kurz gekommen sind allerdings die Transistoren. Zwar findet man — sehr exakt — die physikalischen Grundlagen dieser Bauelemente, doch fehlt es völlig an praktischen Schaltungen. Keine Werte über das (im Weltmaßstab) Erreichte in bezug auf Leistung und Grenzfrequenz sind zu finden. Dies erstaunt um so mehr, als die Rundfunkindustrie der Ungarischen Volksrepublik in der Halbleitertechnik über große Erfahrungen verfügt.

Doch dies tut dem Wert des Buches keinen Abbruch. Es ist offensichtlich, daß erstklassige Wissenschaftler die Grundlagen für das Buchmanuskript zusammenstellten.

Ein nachahmenswertes Beispiel — ob unsere Außenhandelsgesellschaften sich dadurch angeregt fühlen? Wer Weltniveau sucht — bitte, hier ist es!

Streng

Neuerscheinung des VEB Verlag Technik

Taeger, Werner

UKW- und Fernsehempfangsantennen

136 Seiten, 145 Bilder, 13 Tafeln, Halbleinen 7,— DM